

UNIVERSITÀ DI PISA

Facoltà di Ingegneria

Corso di Laurea in Ingegneria Aerospaziale



Tesi di Laurea Specialistica in Ingegneria Aerospaziale

**Modellazione, simulazione e controllo di un attuatore elettromeccanico con motore a
riluttanza variabile per applicazione su UAV**

Relatori:

*Prof. Ing. **Roberto Galatolo***

*Ing. **Gianpietro Di Rito***

Candidato:

Arzelà Dario

ANNO ACCADEMICO 2011-2012

INDICE

SOMMARIO.....	I
INDICE.....	II
INDICE DELLE FIGURE.....	V
INTRODUZIONE.....	1
1 ATTUATORI EMA PER UAV: STATO DELL'ARTE, SOLUZIONI, ARCHITETTURE.....	2
1.1 ATTUAZIONE EMA IN CAMPO AERONAUTICO	2
1.1.1 Attuali tendenze e vantaggi della soluzione elettromeccanica.....	2
1.1.2 Architetture tipiche di attuatori ad alimentazione elettrica.....	4
1.1.3 Applicazione in UAV.....	7
1.2 MOTORI ELETTRICI PER EMA	8
1.2.1 Motori Brushless.....	9
1.2.2 Motori SR.....	11
1.2.3 Vantaggi legati ai motori Brushless e ai motori SR.....	12
1.3 TRASMISSIONE MECCANICA	14
1.3.1 Trasmissione con vite.....	14
1.3.2 Scatola di riduzione	16
1.4 SENSORI.....	17
1.4.1 Sensori di posizione angolare.....	17
1.4.2 Sensori di corrente.....	20
1.4.3 Sensori LVDT.....	21
1.4.4 Modalità di misurazione Sensorless	22
1.5 ELETTRONICA DI POTENZA.....	22
1.5.1 Alimentazione del motore brushless BLAC.....	22
1.5.2 Alimentazione del motore BLDC	29
1.5.3 Alimentazione del motore SR.....	30
1.6 CONSIDERAZIONI AFFIDABILISTICHE.....	35
1.6.1 Requisiti per velivoli UAV	35
1.6.2 Principali modalità di guasto per gli EMA.....	36
1.6.3 Ridondanze elettriche ed elettroniche.....	37
1.6.4 Ridondanze meccaniche.....	38
1.6.5 Dispositivi passivanti.....	39
1.6.6 Soluzioni Active-Active e Active-Standby.....	40
2 DIMENSIONAMENTO A SPECIFICA DI UN EMA PER APPLICAZIONE UAV.....	41
2.1 SPECIFICA DI PROGETTO.....	42

2.2	DIMENSIONAMENTO PRELIMINARE E SELEZIONE DEI COMPONENTI	42
2.2.1	<i>Scatola di riduzione</i>	44
2.2.2	<i>Motore</i>	45
2.2.3	<i>Vite di manovra</i>	52
3	MODELLAZIONE FISICO-MATEMATICA DI UN EMA CON BLACM.....	55
3.1	TRASFORMAZIONE DELLE GRANDEZZE ELETTRICHE SU ASSI DQ0.....	56
3.2	DINAMICA ELETTRICA DELLE FASI	57
3.3	COPPIA ELETTROMAGNETICA	58
3.4	DINAMICA DEL MOTO	59
3.5	CONTROLLO DELL'ATTUATORE.....	60
3.5.1	<i>Loop di corrente</i>	60
3.5.2	<i>Loop di velocità</i>	63
3.5.3	<i>Loop di posizione</i>	66
4	MODELLAZIONE FISICO-MATEMATICA DI UN EMA CON MOTORE SR	68
4.1	CARATTERISTICHE DI ACCOPPIAMENTO MAGNETICO STATORE-ROTORE	68
4.2	DINAMICA ELETTRICA DELLE FASI	70
4.3	COPPIA ELETTROMAGNETICA	70
4.4	CONTROLLO DELL'ATTUATORE.....	73
4.4.1	<i>Controllo in corrente</i>	74
4.5	GRANDEZZE CARATTERISTICHE DEL MOTORE SR	77
4.6	CONTROLLO IN VELOCITÀ CON COMPENSAZIONE DELLA NONLINEARITÀ	79
4.7	ELETTRONICA DI POTENZA.....	80
4.7.1	<i>Modulazione PWM</i>	82
4.8	DINAMICA DEL MOTO	83
4.9	CONTROLLO IN POSIZIONE	83
5	MODELLAZIONE NON LINEARE IN AMBIENTE MATLAB-SIMULINK.....	84
5.1.1	<i>Modello complessivo e sottosistemi</i>	85
5.2	MODELLO DELLA VERSIONE CON MOTORE SR	92
5.2.1	<i>Modello complessivo e sottosistemi</i>	93
6	RISULTATI DI SIMULAZIONE	102
6.1	ANALISI CON INGRESSI NOTEVOLI: RISPOSTE TEMPORALI	102
6.2	ANALISI IN FREQUENZA	105
6.2.1	<i>Risposta di corrente</i>	106
6.2.2	<i>Risposta di velocità</i>	106
6.2.3	<i>Risposta di posizione</i>	107
6.2.4	<i>Risposta al disturbo di forza esterna</i>	108
7	CONCLUSIONI E SVILUPPI FUTURI.....	110

8	APPENDICE A: TRANSISTORE AD EFFETTO DI CAMPO	111
9	APPENDICE B: PROBLEMATICHE TERMICHE ED EFFICIENZA DELL'INVERTER	114
9.1	INSTABILITÀ TERMICA DEI TRANSISTORI	114
9.2	GESTIONE TERMICA DELL'UNITÀ PWM	116
9.3	EFFICIENZA DELL'INVERTER	117
10	APPENDICE C: PARAMETRI DI SIMULAZIONE	121
11	BIBLIOGRAFIA.....	123

INDICE DELLE FIGURE

FIGURA 1-1 PASSAGGIO AL SISTEMA ALL ELECTRIC [1]	2
FIGURA 1-2 ATTUATORI ELETTROIDRAULICI E ELETTROIDROSTATICI [2]	5
FIGURA 1-3 VELIVOLO BARRACUDA-M 05 [3]	7
FIGURA 1-4 ESEMPIO DI ATTUATORE EHA [3]	8
FIGURA 1-5 ESEMPIO DI ATTUATORE EMA	8
FIGURA 1-6 SCHEMA DI MOTORE BRUSHLESS A MAGNETI PERMANENTI [4]	9
FIGURA 1-7 ALIMENTAZIONE DEL MOTORE BRUSHLESS TRAPEZOIDALE [4]	10
FIGURA 1-8 MOTORE SRM [6]	11
FIGURA 1-9 PROFILO DI INDUTTANZA DI UNA FASE AL VARIARE DELLA POSIZIONE ROTORICA [7]	12
FIGURA 1-10 ESEMPIO DI IRREGOLARITÀ DI COPPIA [7]	12
FIGURA 1-11 VITE A RICIRCOLO DI SFERE [8]	14
FIGURA 1-12 VITI A RICIRCOLO DI RULLI [8]	15
FIGURA 1-13 CONTATTI FRA SFERE E PISTE [8]	15
FIGURA 1-14 ESEMPIO DI GABBIA DISTANZIATRICE [8]	16
FIGURA 1-15 SCATOLA DI RIDUZIONE	17
FIGURA 1-16 ENCODER OTTICO [10]	18
FIGURA 1-17 SEGNALI MISURATI DAI SENSORI FOTOSENSIBILI [9]	19
FIGURA 1-18 LOGICA DI ELABORAZIONE DEI SEGNALI NELL'ENCODER	19
FIGURA 1-19 SENSORI AD EFFETTO HALL [9]	20
FIGURA 1-20 SENSORI AD INDUTTANZA VARIABILE [9]	20
FIGURA 1-21 SENSORE DI CORRENTE [9]	21
FIGURA 1-22 SISTEMA DI ASSI DIRETTO-QUADRATURA PER MOTORE BRUSHLESS	23
FIGURA 1-24 ALIMENTAZIONE DI UNA FASE IN MODALITÀ 180° [4]	24
FIGURA 1-23 INVERTER PER MOTORE BRUSHLESS [4]	24
FIGURA 1-25 ESEMPIO DI ACCENSIONE DI ALCUNI TRANSISTOR PER OTTENERE IL VOLTAGGIO VOLUTO. TRATTO OMBREGGIATO FIG. 1-24	25
FIGURA 1-26 MODULAZIONE DELL'AMPIEZZA DEGLI IMPULSI [4]	26
FIGURA 1-27 SETTORI ANGOLARI NELL'AMBITO DI UNA STRATEGIA CON VETTORI DI POSIZIONE [4]	28
FIGURA 1-28 MODULAZIONE AD ISTERESI [4]	29
FIGURA 1-29 ALIMENTAZIONE PER MOTORE BLDC [4]	30
FIGURA 1-30 INVERTER TIPICO PER MOTORE SRM [7]	31
FIGURA 1-31 PROFILO IDEALE DI ALIMENTAZIONE [7]	31
FIGURA 1-32 ALIMENTAZIONE TIPO <i>VOLTAGE SOURCE</i> [7]	32
FIGURA 1-33 FUNZIONAMENTO CON SCELTA DELL'ANGOLO DI FINE ALIMENTAZIONE OTTIMALE, CON MODALITÀ DI MASSIMA EFFICIENZA, CON MINIMA IRREGOLARITÀ DI COPPIA [14]	34
FIGURA 1-34 ZONE DI VOLO INTERDETTE SOPRA UN CENTRO ABITATO [15]	35
FIGURA 1-35 ALBERO DEI GUASTI PER ATTUATORE EMA [17]	36

FIGURA 1-36 ALBERO DEI GUASTI CON RIDONDANZA DELLA PARTE ELETTRICA [17].....	37
FIGURA 1-37 ESEMPI DI ARCHITETTURE RIDONDANTI A LIVELLO DI FASI E INVERTER [17].....	37
FIGURA 1-38 INVERTER CON TRIFASE CON RAMO RIDONDANTE [17]	38
FIGURA 1-39 ATTUATORE EMA CON VITE A SFERE RIDONDATA [18]	39
FIGURA 1-40 RIDONDANZA DELLA SUPERFICIE DI CONTROLLO E DELL'ATTUATORE [17].....	40
FIGURA 2-1 ARCHITETTURA IN CICLO CHIUSO PER L'EMA	41
FIGURA 2-2 SCHEMA DELL'ATTACCO DELL'ATTUATORE ALLA SUPERFICIE	41
FIGURA 2-3 ESEMPIO DI MAPPA DI FUNZIONAMENTO DEL MOTORE	46
FIGURA 2-5 MAPPA MOTORE 28-44	48
FIGURA 2-4 MAPPA MOTORE 28-36	48
FIGURA 2-6 MAPPA MOTORE 17-20	49
FIGURA 2-7 MAPPA MOTORE 17-25	49
FIGURA 2-8 MAPPA MOTORE 23-13	50
FIGURA 2-9 MAPPA MOTORE 23-18	50
FIGURA 2-10 MAPPA MOTORE 12-17	52
FIGURA 3-1 SISTEMA DI ASSI DIRETTO-QUADRATURA PER MOTORE BRUSHLESS.....	57
FIGURA 3-2 CONTROLLO DI CORRENTE.....	61
FIGURA 3-3 CICLO CHIUSO DI CORRENTE DIRETTA E QUADRATURA.....	62
FIGURA 3-4 CONTROLLO DI VELOCITÀ	64
FIGURA 3-5 CICLO CHIUSO DI VELOCITÀ	64
FIGURA 3-6 CONTROLLO DI POSIZIONE.....	66
FIGURA 3-7 CICLO CHIUSO DI POSIZIONE	66
FIGURA 4-1 GEOMETRIA DI MOTORE SR [7]	69
FIGURA 4-2 PROFILO DELLA INDUTTANZA DI FASE AL VARIARE DELLA POSIZIONE ROTORICA [7].....	69
FIGURA 4-3 ACCOPPIAMENTO ROTORE-STATORE: CASO CON ESPANSIONI STATORICHE E ROTORICHE DELLA STESSA AMPIEZZA [7]	69
FIGURA 4-4 LEGAME CORRENTE-FLUSSO-POSIZIONE ROTORICA PER MOTORE SR [7].....	71
FIGURA 4-5 PROFILO DI INDUTTANZA E DELLA SUA DERIVATA IN FUNZIONE DELLA POSIZIONE ROTORICA	72
FIGURA 4-6 FASI DI CREAZIONE E ABBATTIMENTO DELLA CORRENTE	73
FIGURA 4-7 ESEMPIO DI ANDAMENTI PER $w=0.2 W_{MAX}$, ERRORE 2% W_{MAX}	74
FIGURA 4-8 COPPIA IN CASO DI RICHIESTA POSITIVA	75
FIGURA 4-9 ESEMPIO DI ANDAMENTI PER $w=0.2 W_{MAX}$, ERRORE 2% W_{MAX}	75
FIGURA 4-10 COPPIA IN CASO DI RICHIESTA NEGATIVA	76
FIGURA 4-11 COPPIA IN CASO DI RICHIESTA NEGATIVA, ALTA VELOCITÀ	77
FIGURA 4-12 METODO DI CONFRONTO TRA LE RISPOSTE DI COPPIA: MOTORE SR/BL.....	78
FIGURA 4-13 INVERTER TIPICO PER MOTORE SR [7]	80
FIGURA 5-1	84
FIGURA 6-1 CONFRONTO FRA LE RISPOSTE DI VELOCITÀ, COMANDO A GRADINO.....	103
FIGURA 6-2 CONFRONTO FRA LE COPPIE EROGATE DURANTE IL TEST DI VELOCITÀ	103
FIGURA 6-3 CONFRONTO FRA LE RISPOSTE DI POSIZIONE, COMANDO A GRADINO	104

FIGURA 6-4 CONFRONTO FRA LE VELOCITÀ DI ROTAZIONE DURANTE IL TEST DI POSIZIONE.....	104
FIGURA 6-5 CONFRONTO FRA LE COPPIE EROGATE DURANTE IL TEST DI POSIZIONE	105
FIGURA 6-6 CONFRONTO FRA RISPOSTE IN FREQUENZA DI CORRENTE	106
FIGURA 6-7 CONFRONTO FRA LE RISPOSTE IN FREQUENZA DI VELOCITÀ.....	107
FIGURA 6-8 CONFRONTO FRA LE RISPOSTE IN FREQUENZA DI POSIZIONE	108
FIGURA 6-9 CONFRONTO FRA LE RISPOSTE DI POSIZIONE AL DISTURBO DI FORZA ESTERNA SULLO STELO	109
FIGURA 8-1 STRUTTURA DEL TRANSISTORE [20]	111
FIGURA 8-2 CURVE V-I PER UNO SWITCH [20]	112
FIGURA 8-3 CANALE DI CONDUZIONE [19]	113
FIGURA 9-1 REGIONI DI FUNZIONAMENTO PER UN TRANSISTORE [22].....	114
FIGURA 9-2 CURVE V-I AL VARIARE DELLA TEMPERATURA [23].....	115
FIGURA 9-3 DISSIPATORE DI CALORE [25]	116

Introduzione

Nell'ambito di questa attività di tesi è stato affrontato il progetto preliminare di un attuatore elettromeccanico da installare a bordo di un UAV. I dati di specifica attorno ai quali il lavoro si è sviluppato sono ipotizzati in modo da simulare una reale esigenza di progettazione.

Durante la prima fase si sono approfondite le basi teoriche riguardo il funzionamento dei diversi motori elettrici e le diverse strategie di controllo utili per l'applicazione. Successivamente l'attenzione è stata posta sulla selezione dei diversi componenti della macchina in esame, partendo dai dati di specifica e da cataloghi industriali. In particolare l'analisi sulle prestazioni dei motori ha permesso di effettuare la scelta di un modello di motore Brushless da utilizzare.

La fase seguente del lavoro ha visto la definizione della configurazione dell'attuatore che risulta comprendere: motore elettrico, elettronica di controllo e di potenza, riduttore, vite a ricircolo di rulli. Decisa la soluzione costruttiva si è passati alla realizzazione di modelli matematici in grado di simulare il comportamento del sistema completo. Il primo modello realizzato prevede la presenza di un motore di tipo *Brushless*, soluzione abituale per comandi di posizionamento. Il successivo modello ha invece come caratteristica la presenza di un motore a riluttanza variabile. Vista la scarsa disponibilità di dati di catalogo riguardanti i motori del secondo tipo, si sono definite le caratteristiche da ricercare in modo tale da avere prestazioni paragonabili a quelle del motore a magneti permanenti selezionato in precedenza.

Durante lo sviluppo di tali modelli, è stato possibile definire le leggi di controllo da implementare nella struttura di ciclo chiuso.

Si è realizzato quindi un confronto prestazionale fra le soluzioni con differente tipo di motore.

1 Attuatori EMA per UAV: stato dell'arte, soluzioni, architetture

1.1 Attuazione EMA in campo aeronautico

L'adozione di attuatori elettromeccanici al posto di sistemi di tipo idraulico rappresenta una tendenza recente nell'ambito dell'industria aeronautica. L'obiettivo di tale filosofia di progetto, detta *Power by Wire*, è quello di eliminare gradualmente la presenza dell'impianto idraulico dai velivoli aumentando al contempo sicurezza, efficienza e manutenibilità. Da tali esigenze prende spunto l'idea di velivolo con impianti completamente elettrici (*All Electric Aircraft*), nel quale le diverse esigenze funzionali sono asservite da utenze dei generatori elettrici di bordo. Come sarà illustrato nel seguito, il principale ostacolo nella diffusione di questa tecnologia riguarda l'affidabilità.

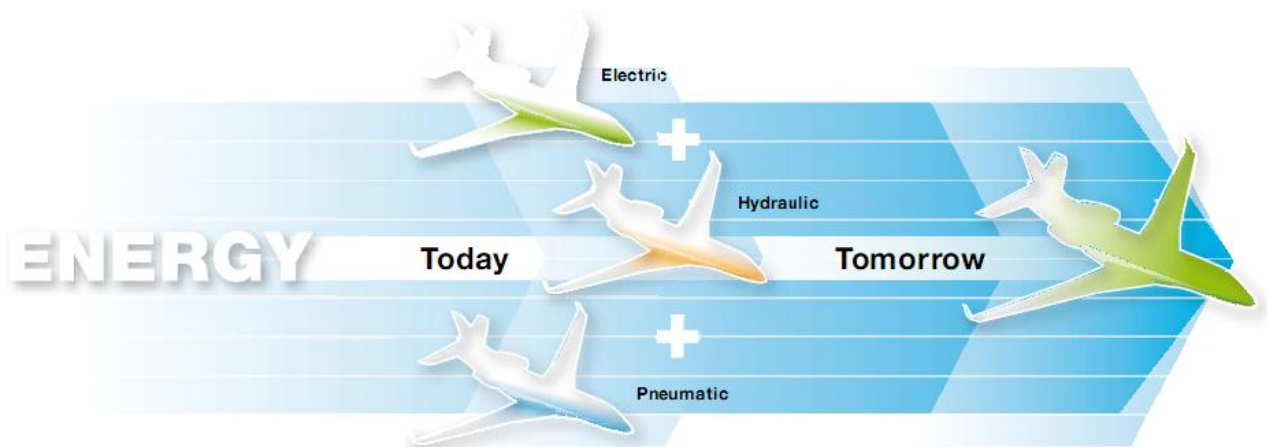


Figura 1-1 Passaggio al sistema All Electric [1]

1.1.1 Attuali tendenze e vantaggi della soluzione elettromeccanica

Gli obiettivi che lo sviluppo verso la attuazione meccanica si propone sono:

- Riduzione del peso

La sostituzione dell'impianto elettrico e di quello pneumatico con una soluzione elettrica riduce drasticamente il peso e l'ingombro complessivo delle installazioni. Per ottenere tale

vantaggio si deve però adottare una strategia di gestione della energia elettrica, il *Power Management System*, capace di ottimizzare i flussi di potenza verso le utenze. Una logica di gestione della potenza permette infatti di indirizzare in modo mirato l'energia alle utenze, minimizzando così le dimensioni dei generatori elettrici di bordo.

- Migliore manutenibilità

L'unificazione del tipo di alimentazione degli attuatori di bordo si riflette in una minore necessità di personale e attrezzature destinate alla manutenzione. La modularità ottenibile con l'approccio *All Electric* permette inoltre di ridurre i tempi necessari per la manutenzione e abbattere la quantità di ricambi da acquistare. Ulteriore aspetto favorevole è la migliorata capacità di controllo delle avarie realizzata da un sistema di diagnostica centralizzato.

- Migliore affidabilità

La rimozione di elementi dell'impianto idraulico che devono essere attivi per l'intera durata del volo riduce la probabilità di guasto del sistema. Nel sistema elettrico l'attuatore assorbe potenza solo quando si deve eseguire il comando. Un effetto benefico sulla affidabilità è dato anche dalla differenziazione delle fonti di energia che elimina cause comuni di guasto. Un notevole vantaggio che si riscontra nell'utilizzo di sistemi elettrici è che, impiegando più generatori in parallelo, nell'eventualità di un'avaria ad uno di essi, i restanti possono continuare ad alimentare le utenze. Riconfigurando la distribuzione di potenza infatti è possibile alimentare i rimanenti attuatori, limitatamente al massimo carico sopportabile della linea funzionanti.

.

- Sicurezza

L'eliminazione dell'impianto idraulico implica il vantaggio di non avere la necessità di condotti pressurizzati con fluidi infiammabili ad elevate temperature con conseguente diminuzione del rischio di incendi. Ciò quindi comporta la possibilità di avere soluzioni strutturali che non necessitano di avanzati sistemi di protezione nei confronti del calore e la mancanza di un fluido che in caso di perdita potrebbe provocare anche l'avaria di altri sistemi quali quello elettrico.

La sostituzione dell'impianto pneumatico con quello elettrico invece comporta ripercussioni notevoli sia sul sistema di condizionamento sia sul sistema di pressurizzazione della cabina.

Attualmente l'aria in cabina è fornita spillandola dal compressore del motore attraverso l'*Environmental Control System* (ECS). Un ECS azionato elettricamente ridurrebbe problemi legati alla qualità dell'aria e comporterebbe un risparmio approssimativamente dell'1% di carburante consumato.

- Compatibilità ambientale

L'assenza di fluido idraulico da smaltire si riflette in un minore impatto sull'ambiente.

In definitiva il vantaggio ottenibile è la riduzione dei costi operativi del velivolo che richiederà minori quantità di carburante, minori interventi di manutenzione e sarà disponibile per il volo per tempi maggiori.

1.1.2 Architetture tipiche di attuatori ad alimentazione elettrica

La sostituzione degli attuatori servoidraulici tradizionali con gli attuatori elettromeccanici non è un processo veloce e ad oggi l'attuazione dei comandi di volo primari è raramente ottenuta attraverso una soluzione di questo tipo. Meno raro è l'utilizzo di una soluzione ibrida rappresentata dagli attuatori elettroidrostatici (*Electro-Hydrostatic Actuator*, EHA), al cui interno è presente un motore elettrico che non movimentava direttamente la vite, ma fornisce energia a una pompa miniaturizzata, che attraverso un impianto idraulico interno fornisce energia idraulica all'attuatore. Il vantaggio di questa soluzione è in primis l'eliminazione della servovalvola e in secondo luogo la presenza di un circuito idraulico locale e non globale.

In questi attuatori la velocità di movimentazione può essere regolata attraverso il controllo della velocità di rotazione del motore elettrico, esattamente allo stesso modo di un attuatore elettromeccanico.

Il passo successivo sarà l'introduzione, anche per i comandi primari, di sistemi che sfruttano un *Electro-Mechanical Actuator* (EMA). La differenza principale tra un EHA e un EMA è l'assenza di un fluido idraulico interno, quindi la movimentazione dell'attuatore è realizzata direttamente da un motore elettrico, con la possibilità di avere o meno una scatola di riduzione, Fig.1.10.

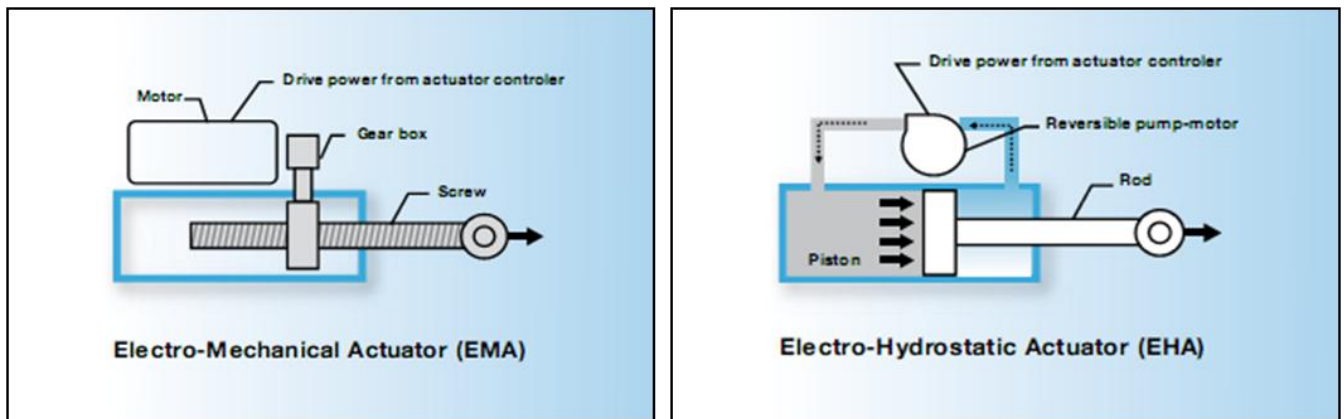


Figura 1-2 Attuatori elettroidraulici e elettroidrostatici [2]

La seguente tabella rende vantaggi e svantaggi relativi alle due soluzioni.

<i>Electro-Hydrostatic Actuator (EHA)</i>	<i>Electro-Mechanical Actuator (EMA)</i>
↑ Tecnologia affidabile e conosciuta	↑ Efficienza
↑ Configurazioni <i>Standby</i> semplici	↑ Ingombro e peso ridotti
↓ Ingombri e pesi elevati	↓ Grippaggio
↓ Manutenzione idraulica richiesta	↓ Problemi legati al <i>Flutter</i>

Tabella 1-1 Confronto tra soluzioni EHA e EMA

Un grande diversità che si riscontra tra le due architetture è il comportamento che è possibile ottenere in seguito ad avarie. Gli EHA possono esibire un comportamento *Active/Standby*, realizzabile con una valvola che colleghi le camere dell'attuatore. Per ottenere un comportamento simile con un attuatore elettromeccanico è necessario prevedere elementi meccanici come innesti o frizioni in grado di disconnettere la vite bloccata dall'utenza.

Anche da un punto di vista puramente strutturale esistono delle problematiche peculiari quando si intende utilizzare un EMA; la più evidente è il grippaggio o *jamming*. Questo fenomeno implica il blocco di parti meccaniche come cuscinetti e ingranaggi, ma anche e soprattutto della stessa vite di manovra. La difficile prevedibilità del grippaggio e la mancanza di dati derivanti dall'esperienza in volo, sono la causa principale per cui ancora oggi questa tipologia di attuatori non viene utilizzata per l'attuazione di componenti critiche ed è ancora limitata a funzioni secondarie. Questa problematica coinvolge in maniera decisamente minore gli EHA poiché la parte idraulica presente in essi beneficia delle informazioni provenienti dall'esperienza maturata sui servoattuatori idraulici e per la mancanza di un elemento critico come la vite di manovra.

Un altro aspetto che differenzia i servoattuatori idraulici e gli EHA dai EMA è lo smorzamento proprio dell'attuatore, particolarmente importante in caso di avaria dell'attuatore per scongiurare

l'insorgenza del *Flutter*. Per un EHA, come per un attuatore tradizionale, le caratteristiche di smorzamento sono regolate dalle caratteristiche del fluido interno e possono essere regolate tramite un collegamento tra le camere idrauliche. Per un EMA invece la capacità di smorzamento può essere ottenuta solo per attrito mediante sistemi dedicati che complicano molto il design del sistema.

Da un punto di vista strutturale è importante sottolineare che nella vita operativa di un attuatore si possono registrare picchi di carico importanti connessi, per esempio, a raffiche intense. Nel caso di un EHA e più in generale di un attuatore idraulico, il sistema è tutelato dalla presenza di valvole di sicurezza che limitano le sollecitazioni nelle varie sezioni. Al contrario, nel caso di un EMA, qualora siano applicati carichi particolarmente elevati, l'attuatore subisce grandi sollecitazioni interne che coinvolgono in modo particolare la vite di manovra.

Non meno importante è l'aspetto riguardante la generazione di calore e il conseguente aumento di temperatura. Mentre negli attuatori idraulici tale fenomeno è limitato e la dissipazione avviene direttamente attraverso il fluido idraulico, negli attuatori elettromeccanici questo acquista un'importanza considerevole. I motori elettrici, in particolare se di elevata potenza, generano una notevole quantità di calore che deve essere smaltito con alcuni accorgimenti per salvaguardare la struttura stessa.

Di seguito è presentata una ricapitolazione delle caratteristiche di un attuatore elettromeccanico, evidenziando gli svantaggi e i vantaggi rispetto ad un attuatore idraulico tradizionale.

Vantaggi:

- riduzione del peso a livello globale
- riduzione dei costi operativi del velivolo
- riduzione dei costi di manutenzione
- riduzione del pericolo di incendio
- minore energia dissipata

Svantaggi:

- minore affidabilità. (Vulnerabilità al *Jamming* e alle modalità di guasto collegate alla elettronica)
- maggiore ingombro
- problemi di *flutter* dovuti ai giochi della trasmissione e al limitato smorzamento interno

1.1.3 Applicazione in UAV

Nelle applicazioni di tipo UAV la scelta di attuatori elettromeccanici risulta molto conveniente vista la necessità di operare in assenza di un impianto idraulico tradizionale.

Per citare un esempio dello sviluppo di velivoli senza pilota progettati con filosofia *All Electric*, ci si può riferire ad un velivolo dimostratore creato dalla *EADS Military Air Systems*. Il Barracuda M-05 è un velivolo con apertura alare di circa 7m e del peso di 3000 kg capace di trasportare fino a 300 kg di carico. In esso si ritrovano molti concetti sviluppati in origine per velivoli convenzionali come la presenza di generatori e attuatori ridondanti e la gestione ottimizzata dei flussi di energia.



Figura 1-3 Velivolo Barracuda-M 05 [3]

Gli attuatori per i comandi di volo primari di questo velivolo sono di tipo EMA e adottano motori a riluttanza variabile alimentati a 28V unitamente a viti di manovra con capacità di *Fault Tolerance*. Anche l'attuazione dei freni è di tipo elettrico mentre la movimentazione del carrello è realizzata da un attuatore elettroidraulico. L'esperienza maturata con questo dimostratore ha fatto emergere l'importanza della qualità dell'energia elettrica prodotta dai generatori di bordo per garantire la stabilità della alimentazione delle diverse utenze.

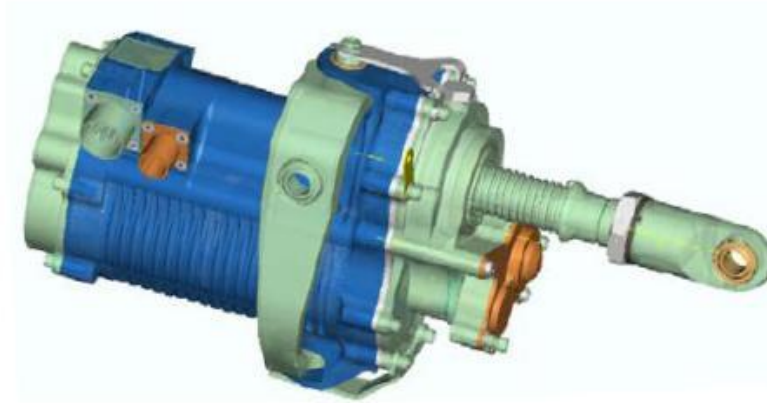


Figura 1-4 Esempio di attuttore EHA [3]

1.2 Motori elettrici per EMA

Uno degli elementi chiave di un attuttore elettromeccanico è rappresentato dal motore che fornisce la potenza necessaria alla movimentazione.

Le due tipologie di motore maggiormente utilizzate per la realizzazione di EMA sono: motori SRM (Switched Reluctance Motor) e motori sincroni a magneti permanenti, detti BLDCM (Brushless Direct Current Motor) e BLACM (Brushless Alternate Current Motor).

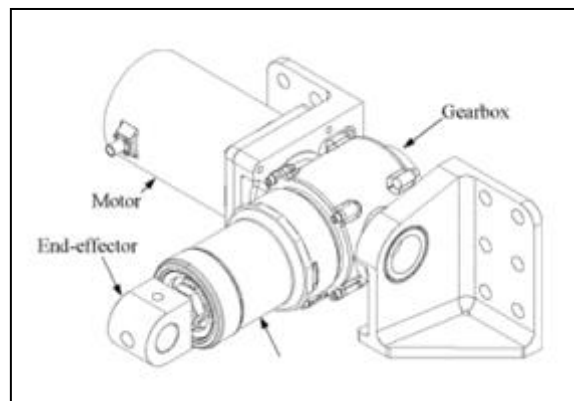


Figura 1-5 Esempio di attuttore EMA

La scelta di una tipologia o dell'altra dipenderà fondamentalmente non solo dalla funzione che dovrà compiere, ma anche dall'ambiente operativo.

1.2.1 Motori Brushless

Gli azionamenti Brushless sono particolarmente adatti ad essere utilizzati nei settori in cui è molto importante l'elevata dinamica, quali quelli dell'automazione industriale, della robotica, delle macchine utensili, dei veicoli a propulsione elettrica e ibrida e degli attuatori aerospaziali. Il rotore di questo tipo di macchine presenta dei magneti permanenti che generano una distribuzione di campo magnetico nel traferro. La tendenza dei campi magnetici generati da rotore e statore ad allinearsi crea la coppia meccanica.

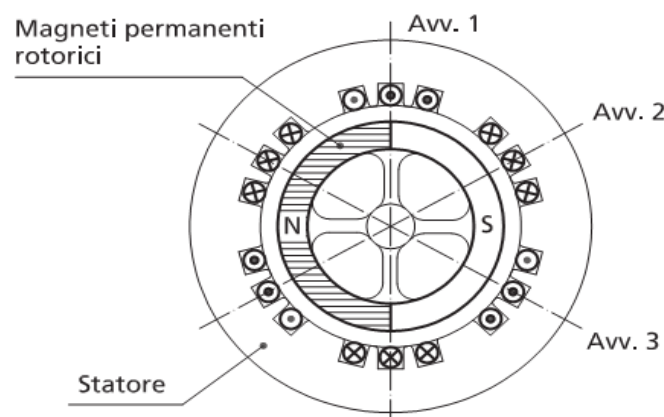


Figura 1-6 Schema di motore Brushless a magneti permanenti [4]

Questo tipo di motore si definisce come Macchina Sincrona in quanto la velocità di rotazione delle due distribuzioni di campo magnetico è la stessa.

Per portare in rotazione un motore brushless, gli avvolgimenti statorici devono essere energizzati in una data sequenza; a tal fine è fondamentale conoscere gli istanti in corrispondenza dei quali si deve effettuare la commutazione delle correnti tenendo conto della posizione del rotore. Lo statore andrà quindi alimentato attraverso l'inverter secondo una strategia di controllo opportuna.

A seconda della forma dell'onda di tensione che la rotazione del rotore genera sul singolo avvolgimento statorico, si distinguono due tipi di motori brushless: Sinusoidali (BLACM) e

Trapezoidali (BLDCM). La differente forma di tale onda si riflette sulle prestazioni dei motori ed in particolare sulla regolarità della coppia.

La forma della onda di forza contro elettromotrice che si genera nello statore dipende fortemente dalla distribuzione dei filamenti conduttori all'interno della struttura statorica. La disposizione degli avvolgimenti modifica infatti il modo in cui le linee di campo magnetico rotorico si concatenano ai percorsi in cui scorre la corrente. L'influenza sul flusso concatenato, e quindi sul modo di variare dello stesso durante la rotazione, si riflette infine sulla f.e.m. indotta.

1.2.1.1 Motori BLDC

La principale particolarità del motore BLDC è la forma a gradini della alimentazione delle fasi: la alimentazione è presente solamente in alcuni settori angolari spazzati dal rotore come mostrato nella figura seguente.



Figura 1-7 Alimentazione del motore Brushless trapezoidale [4]

La tecnica di controllo trapezoidale ha il difetto di dare in uscita una coppia soggetta a notevoli oscillazioni, ma allo stesso tempo presenta il vantaggio di essere notevolmente semplice e anche poco costosa, richiedendo un trasduttore di posizione economico.

Non si richiede infatti la conoscenza della posizione angolare istante per istante ma è sufficiente conoscere una posizione discretizzata usando le uscite di sensori ad effetto Hall. L'alimentazione delle fasi avrà infatti una forma ad onda quadra.

Quindi in tutti quei casi in cui una coppia regolare non è prioritaria, è conveniente adottare una strategia di questo tipo.

1.2.1.2 Motori BLAC

Nel caso dei BLACM il concatenamento dei flussi magnetici è tale da generare un'onda di f.e.m. sinusoidale.

Nelle applicazioni di precisione si rivela indispensabile l'uso della metodologia di controllo sinusoidale che, pur essendo più complicata e costosa, richiedendo un aggiuntivo sensore di posizione, è caratterizzata da una elevata risoluzione nei controlli di posizione e minore disturbi di coppia. Il sensore da impiegare in questo caso dovrà avere una buona risoluzione come, ad esempio, un encoder ottico montato sul rotore. L'alimentazione da imporre in questo caso è estremamente complessa e mira a mantenere un orientamento ottimale fra campo magnetico statorico e rotorico.

1.2.2 Motori SR

I motori a riluttanza variabile (SRM, Switched Reluctance Motor) riscontrano un vasto campo di impiego dovuto principalmente alla semplicità del meccanismo di generazione della coppia. La produzione di coppia deriva dalla tendenza delle espansioni rotoriche ad allinearsi con i poli statorici eccitati. Il fenomeno che permette questo, è basato sulla differente riluttanza che le linee del flusso magnetico statorico incontrano a seconda della posizione del rotore. Si può quindi avere un motore che presenta un rotore molto semplice, privo di avvolgimenti e di magneti permanenti.

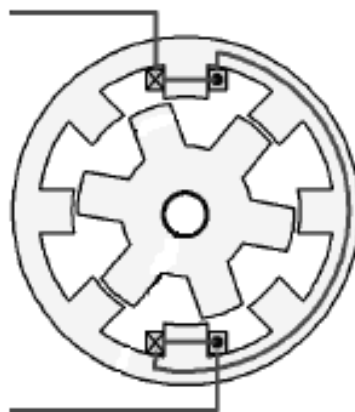


Figura 1-8 Motore SRM [6]

La macchina SRM è capace di generare potenza meccanica sfruttando la coppia di riluttanza. Il rotore ha la tendenza a minimizzare la riluttanza magnetica tra i poli eccitati dello statore in modo

da massimizzare l'induttanza del percorso magnetico. La struttura di rotore e statore è a poli fortemente salienti con numero differente di poli nei due componenti. Quando un polo rotorico è allineato ad uno statorico si ha il massimo di induttanza per la fase coinvolta e la rotazione crea una variazione qualitativamente come quella visibile in figura.

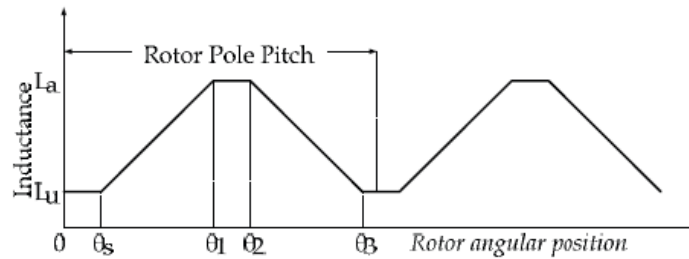


Figura 1-9 Profilo di induttanza di una fase al variare della posizione rotorica [7]

La semplicità di un motore di questo tipo rappresenta un vantaggio ma il meccanismo di generazione della coppia risulta in un andamento della coppia molto irregolare.

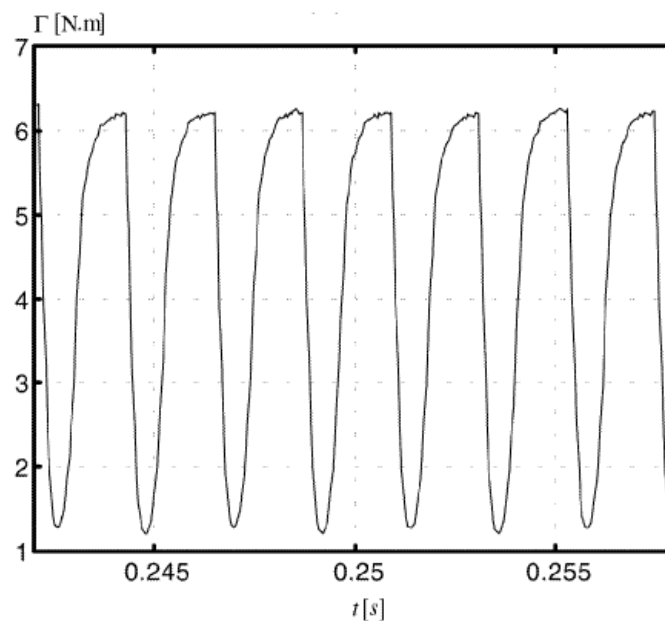


Figura 1-10 Esempio di irregolarità di coppia [7]

1.2.3 Vantaggi legati ai motori Brushless e ai motori SR

La scelta di un motore brushless, a fronte di un aumento di complessità e di costi, comporta diversi vantaggi rispetto alla adozione di altri tipi di motore a magneti permanenti:

- più elevata densità di potenza e quindi minori pesi e volumi;
- possibilità di fornire coppia a velocità nulla (nei motori in corrente continua il passaggio di correnti elevate nelle stesse lamelle del commutatore per un certo tempo può comportarne il rapido deterioramento);
- possibilità di funzionamento a velocità, coppie e tensioni di alimentazione più elevate (non ci sono i limiti connessi ai contatti striscianti ed alla commutazione);
- più agevole asportazione del calore (gli avvolgimenti essendo disposti sullo statore e quindi più vicini alla superficie esterna del motore, consentono una più diretta dissipazione nell'ambiente del calore) e quindi, a parità di tipo di isolante, valori a regime di corrente e di coppia più elevati;
- non avendo spazzole il motore ha una vita più lunga, un funzionamento meno rumoroso (non c'è attrito di strisciamento né scintillamento) e non contamina con la polvere generata dalle spazzole l'ambiente.

Nei confronti degli azionamenti asincroni comportano i seguenti vantaggi:

- più elevati rapporti potenza/peso e potenza/volume;
- maggiore rendimento (perdite rotoriche praticamente assenti);
- non è richiesta una sorgente di corrente magnetizzante per l'eccitazione;

Per quanto riguarda l'adozione di motori SR i principali vantaggi e svantaggi sono riportati nella seguente tabella, il confronto si intende rispetto alle altre tipologie utilizzate per applicazioni aeronautiche (motori Brushless e motori a induzione).

<i>Vantaggi</i>	<i>Svantaggi</i>
<i>Semplicità costruttiva</i>	<i>Irregolarità della coppia</i>
<i>Elettronica di potenza intrinsecamente più semplice</i>	<i>Necessità di un sensore di posizione angolare sul rotore</i>
<i>Capacità di funzionare anche dopo il guasto di una fase (fasi indipendenti)</i>	<i>Maggiore stress termico sull'elettronica di potenza vista l'alta densità di potenza</i>
<i>Costo minore per l'assenza di magneti permanenti</i>	<i>Necessità di complesse strategie di controllo per la riduzione dei picchi di coppia</i>
<i>Minori esigenze di raffreddamento</i>	<i>Perdite dovute a fenomeni di isteresi magnetica</i>

Tabella 1-2 Vantaggi e svantaggi della soluzione con SRM

1.3 Trasmissione meccanica

La trasmissione del moto rotatorio del motore alla superficie di controllo avviene attraverso una scatola di riduzione e una vite di manovra. Tipicamente la presenza del riduttore di giri permette di fare lavorare il motore a valori inferiori di coppia permettendo di scegliere un motore più leggero. La vite di manovra deve necessariamente essere del tipo a contatto volvente viste le esigenze di carico e di prestazione dinamiche che si esamineranno nel seguito.

1.3.1 Trasmissione con vite

Gli attuatori elettromeccanici, come già accennato nei paragrafi precedenti, trasformano il moto rotatorio del motore elettrico in moto lineare rendendolo utilizzabile per la movimentazione.

Il dispositivo che rende possibile tutto ciò è la vite che possiamo trovare sul mercato in due tipologie: vite a sfere o vite a rulli.

Questa differenza è principalmente dovuta alla forma degli elementi rotanti: rullini filettati, caratteristici dei *roller screw*, o sfere, proprie dei *ball screw*.

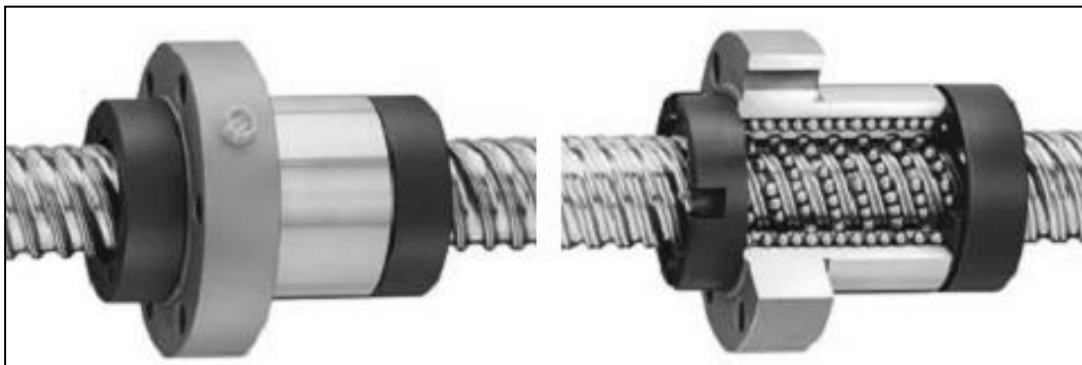


Figura 1-11 Vite a ricircolo di sfere [8]

I *roller screw* a loro volta si suddividono in *satellitari* e *a ricircolazione*; la differenza principale tra queste due tipologie è il fatto che nel primo i rulli non ruotano attorno all'asse della vite ma solo sul loro asse. Anche i rulli presentano differenze nelle superfici di contatto essendo, in un caso elicoidiali (*satellitari*) e nell'altro perpendicolari all'asse del rullo (*a ricircolazione*).

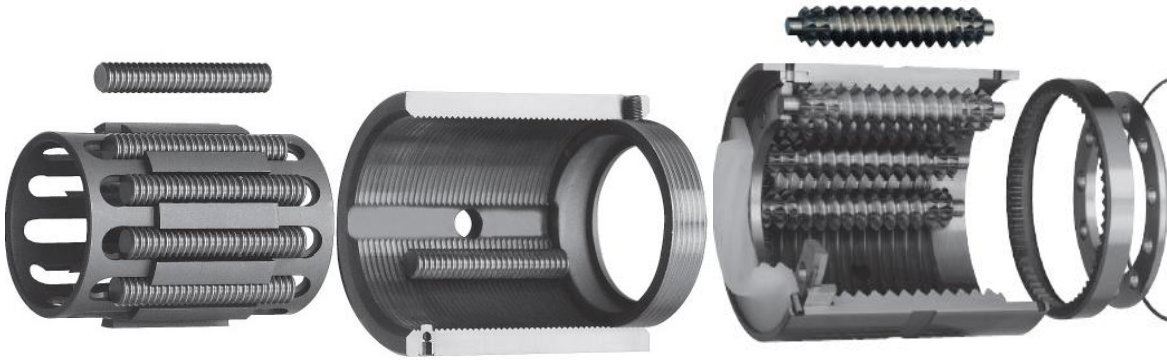


Figura 1-12 Viti a ricircolo di rulli [8]

Nel *roller screw*, per la conformazione degli elementi di rotazione, si ha un maggior numero di punti di contatto rispetto alla versione a sfere, in cui invece questo aspetto risulta più gravoso.

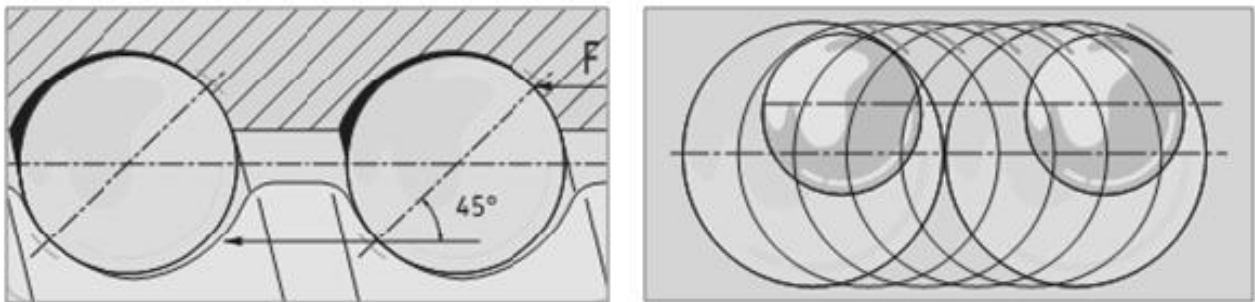


Figura 1-13 Contatti fra sfere e piste [8]

Questo fa sì che al primo sia garantita una maggiore capacità di carico, anche per elevati periodi, ed una maggiore rigidità. Inoltre la migliore distribuzione dei carichi determina una minore necessità di manutenzione e quindi dei costi operativi più bassi.

L'aspetto fondamentale che caratterizza tutte le soluzioni con ricircolazione, è la presenza contemporanea sia del moto rotatorio sia di quello traslatorio e quindi una maggiore sensibilità a processi faticanti.

In particolare nei *ball screw* il continuo ricircolo delle sfere accompagnato alle cicliche sollecitazioni in zone ristrette (sono infatti costantemente caricate e scaricate) determinano la principale causa di guasto.

Esiste la possibilità di eliminare almeno il contatto tra sfere e relativi urti utilizzando una ghiera distanziatrice, che rende meno gravose le esigenze di lubrificazione della vite.

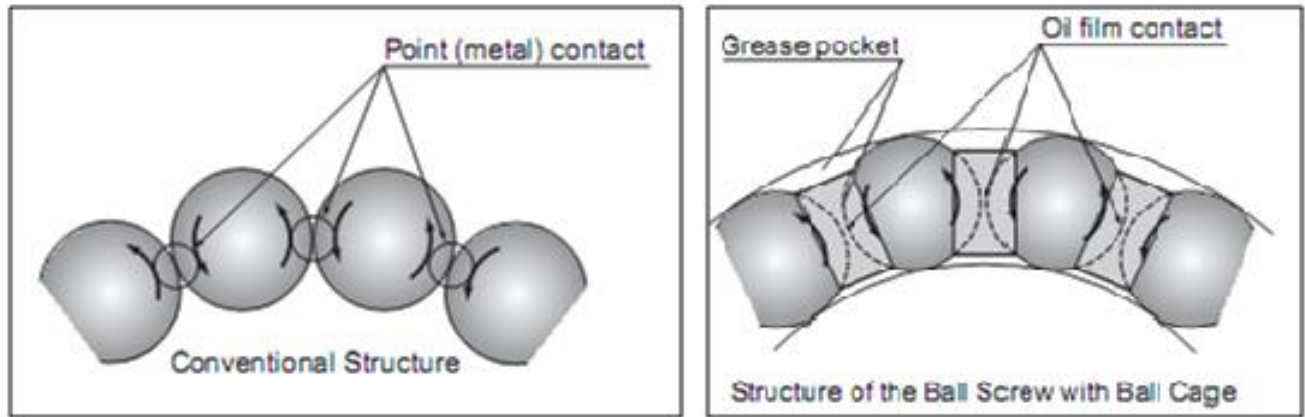


Figura 1-14 Esempio di gabbia distanziatrice [8]

Tuttavia se da una parte il maggior contatto tra i rulli e la vite determina una maggiore capacità di carico dall'altra fa sì che si generi un aumento delle componenti d'attrito e quindi una diminuzione nell'efficienza del sistema.

Il *ball screw*, nelle condizioni di bassa velocità e carichi non eccessivi, è la soluzione a maggiore efficienza meccanica. La scelta della vite a ricircolo di sfere, quando possibile, determina anche un guadagno di peso che in alcuni casi ha un'importanza rilevante.

Il *roller screw* risulta di più favorevole utilizzo nelle applicazioni che prevedono elevati carichi, elevate velocità o richieste di altissima precisione. Un altro aspetto da non sottovalutare è il prezzo; la notevole semplicità dei *ball screw* rispetto agli altri fa sì che i primi risultino notevolmente più economici.

1.3.2 Scatola di riduzione

La scatola di riduzione ha lo scopo di adattare le prestazioni richieste dalla applicazione, alle caratteristiche del motore in termini di coppia e velocità operative. La presenza di questo elemento permette infatti di fare lavorare il motore ad un alto numero di giri e quindi in condizioni più vicine a quelle di funzionamento ottimale. In alcuni casi, inoltre, la presenza della scatola di riduzione diventa necessaria per ottenere in uscita delle coppie elevate che il motore non sarebbe capace di fornire.

Come contropartita si ha un aumento di complessità della macchina e la presenza di un maggior numero di modalità di guasto dell'attuatore. Altro aspetto negativo connesso alla presenza dei giochi meccanici del riduttore è la minore accuratezza delle prestazioni in termini di controllo di posizione.

Il riduttore selezionato in questo lavoro di tesi è del tipo epicicloidale.

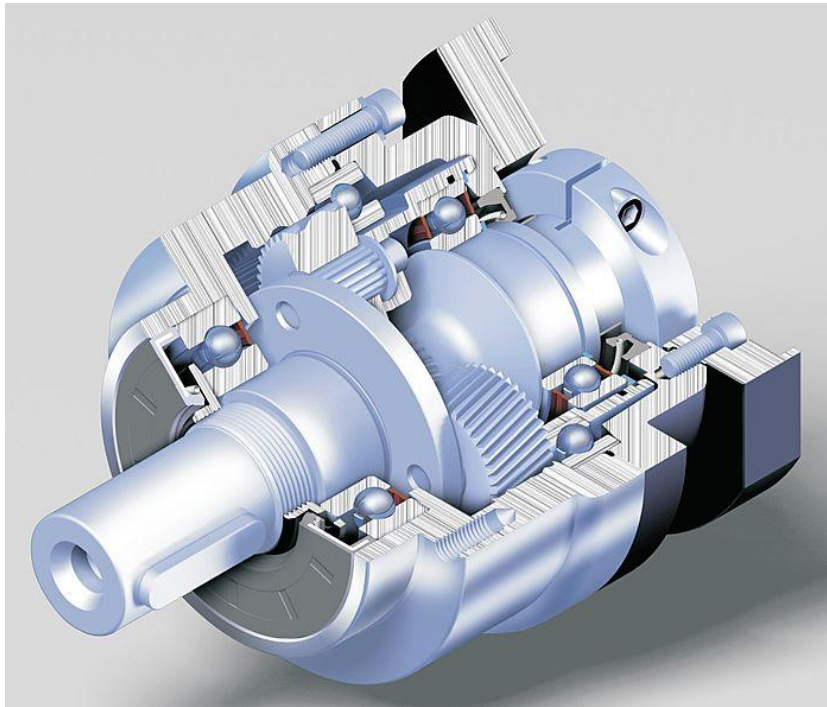


Figura 1-15 Scatola di riduzione

1.4 Sensori

L'architettura di ciclo chiuso che si intende realizzare e le esigenze legate alla alimentazione dei motori esaminati, portano alla necessità di integrare nell'attuatore sensori di diverso tipo.

1.4.1 Sensori di posizione angolare

Qualunque sia la soluzione scelta in termini di tipo di motore e di architettura di controllo si trova che la misura della posizione angolare del rotore è irrinunciabile. Il resolver e l'encoder sono i sensori maggiormente complessi e precisi per registrare la posizione angolare.

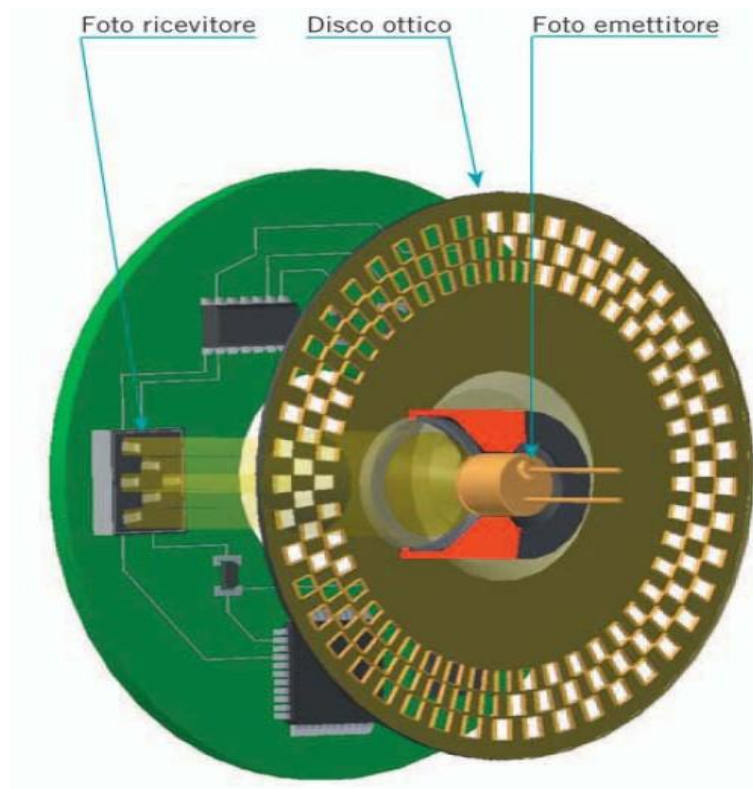


Figura 1-16 Encoder Ottico [10]

Il resolver è composto da due avvolgimenti (statorico e rotorico) nei quali sono generati campi magnetici accoppiati creati da una alimentazione a corrente alternata. Le variazioni di induttanza che si misurano sul circuito statorico permettono di ricostruire la posizione e la velocità angolare.

L'encoder ottico sfrutta il principio di funzionamento illustrato in figura 1-16. Questo sensore trasforma il movimento meccanico del rotore in una serie di impulsi elettrici digitali, che derivano dall'esposizione di sensori fotoelettrici ad una sorgente luminosa. Tra la sorgente luminosa e i sensori, si trova un disco calettato sul rotore e graduato con un reticolo radiale formato da linee opache alternate a spazi trasparenti. Applicato sul sensore si trova una maschera con un altro reticolo avente lo stesso passo del precedente chiamato collimatore. I ricevitori hanno il compito di rilevare le variazioni di luce che avvengono con lo spostamento del disco, convertendole in corrispondenti variazioni elettriche . Il segnale elettrico risultante è usato per generare degli impulsi correttamente squadrati e privi di disturbi che deve essere processato elettronicamente. Il dispositivo digitale che rileva il numero di impulsi è un contatore il cui ingresso di conteggio risulta attivo sul fronte di salita. Ad ogni giro l'encoder rileva un segnale che fornisce la posizione di riferimento del rotore o posizione di zero (fig 1-17 disco Z).

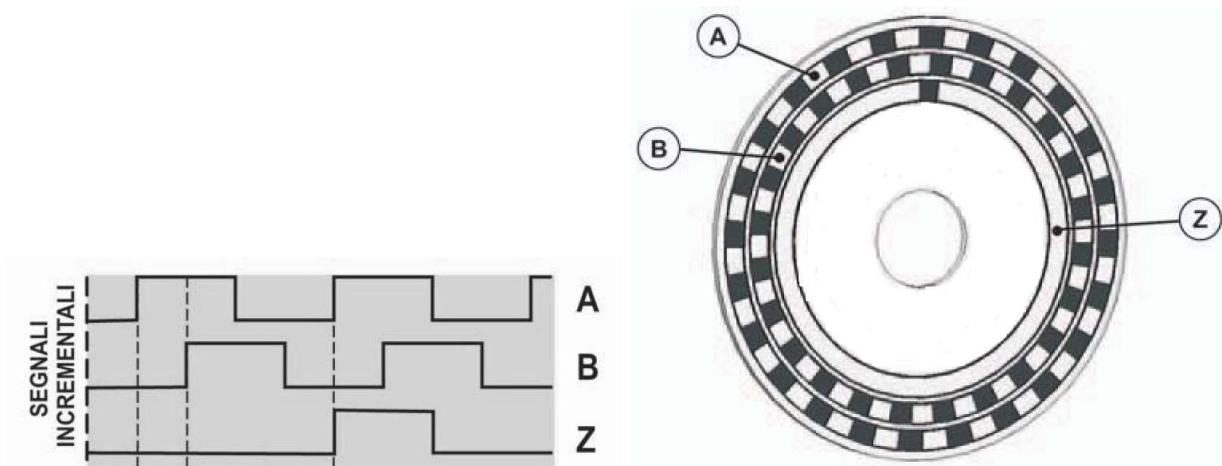


Figura 1-17 Segnali misurati dai sensori fotosensibili [9]

Di conseguenza si può concludere che il numero degli impulsi contati è direttamente proporzionale allo spostamento angolare dell'encoder, vale a dire allo spostamento angolare dell'organo a cui è calettato. Per poter rilevare il verso di rotazione, l'encoder presenta una seconda identica pista, ma sfasata di metà passo oppure due gruppi di elementi fotosensibili sfasati fra loro. Effettuando un controllo dei fronti di salita degli impulsi in uscita A e B, un sistema logico riesce stabilire il verso di rotazione del disco, figura 1-18.

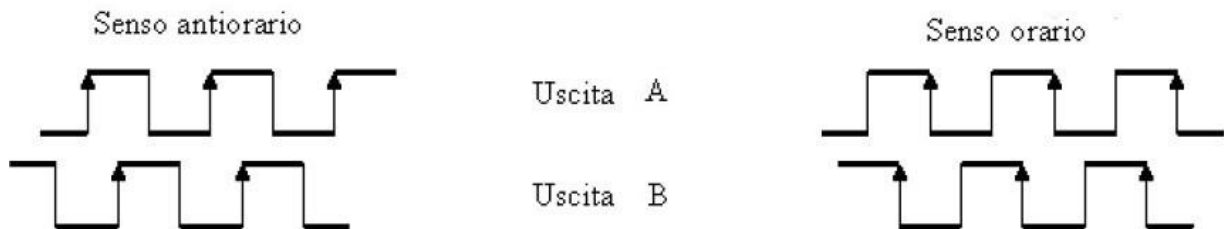


Figura 1-18 Logica di elaborazione dei segnali nell'encoder

La risoluzione dell'encoder dipende dal numero n di fronti di salita degli impulsi fotoelettrici è data dalla relazione $p = 360^\circ/n$ espressa in gradi meccanici di rotazione rotorica.

1.4.1.1 Sensori ad effetto Hall

Una tipologia più semplice di sensore per questa applicazione sono i sensori ad effetto Hall. Il loro principio di funzionamento deriva dalla deviazione di traiettoria che cariche in movimento subiscono in presenza di un campo magnetico. L'accumulo di carica in una parte del dispositivo

crea una differenza di potenziale che informa del passaggio dei poli positivo e negativo del rotore. Tipicamente per un motore trifase i sensori utilizzati sono tre e permettono di conoscere la posizione in termini di sei settori angolari, questa informazione è sufficiente per implementare un sistema di alimentazione trapezoidale..

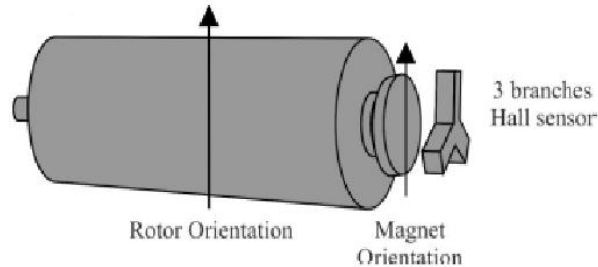


Figura 1-19 Sensori ad effetto Hall [9]

Una terza tipologia di sensore è quella che sfrutta la variazione di riluttanza di un percorso magnetico fisso sul rotore.

Come visibile in figura, si caletta sull'albero un disco dentato con una posizione di 'dente mancante'. Il passaggio di tale vuoto ad ogni rivoluzione permette di valutare la posizione iniziale nel giro e i successivi impulsi permettono di ricostruire le successive .

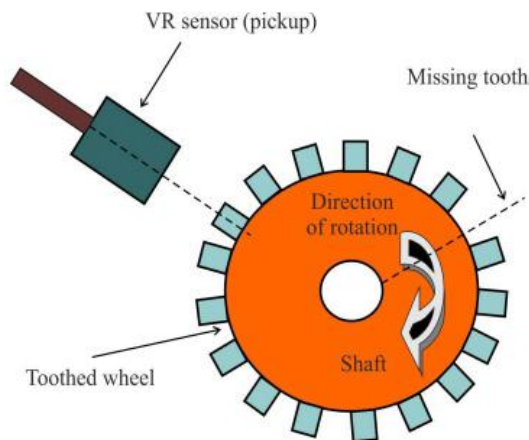


Figura 1-20 Sensori ad induttanza variabile [9]

1.4.2 Sensori di corrente

Il principio di funzionamento della maggior parte dei sensori di corrente è l'effetto Hall già visto in precedenza. Nel caso in cui si voglia misurare la corrente in un conduttore si posiziona il sensore attorno ad esso e si alimenta il sensore con una piccola corrente di riferimento. La variazione di

tensione ai capi del sensore risulterà quindi collegata all'intensità del campo magnetico creato dal conduttore che, "guidato" dal nucleo ferromagnetico fino al circuito secondario induce l'effetto Hall e crea quindi il segnale collegato alla corrente da misurare.



Figura 1-21 Sensore di corrente [9]

1.4.3 Sensori LVDT

I trasduttori LVDT (*Linear Variable Differential Transformer*) vengono impiegati per misurare spostamenti con elevata risoluzione. Essi si basano sul principio dell'induzione elettromagnetica: ai capi di un avvolgimento, interessato da un campo magnetico, si genera una f.e.m. allorchè il flusso concatenato è soggetto a variazione. La struttura di questo sensore è infatti quella di un trasformatore nel quale l'avvolgimento primario viene alimentato con una tensione alternata sinusoidale.

All'interno del nucleo ferromagnetico è inserito un elemento mobile collegato all'oggetto da monitorare. Se l'elemento mobile è perfettamente centrale nel nucleo, nei due avvolgimenti secondari si creano due forze elettromotrici indotte di valore uguale ed opposto segno che si annullano a vicenda e forniscono all'uscita una tensione nulla. Se viceversa, l'utenza si sposta in un verso o nell'altro le f.e.m. dei due avvolgimenti non hanno un valore uguale; si ha quindi all'uscita una tensione alternata di valore proporzionale allo spostamento.

Generalmente questi trasduttori sono costituiti da un cilindro metallico, detto armatura, che contiene l'avvolgimento primario ed i due avvolgimenti secondari.

1.4.4 Modalità di misurazione Sensorless

Esistono studi tesi all'eliminazione della presenza dei sensori di posizione angolare tramite la stima dinamica del voltaggio indotto nelle fasi dal rotore. In particolare, è possibile (si veda [9]) comparare il voltaggio misurato nelle tre fasi e collegare tale misura alla forza controelettromotrice agente su ciascun avvolgimento. Partendo dallo studio degli istanti nei quali la *f.e.m.* indotta è nulla si costruisce un algoritmo in grado di stimare la posizione rotorica.

Ovviamente un approccio di questo tipo si adatta molto bene a applicazioni su motori Brushless di tipo trapezoidale mentre introduce una incertezza maggiormente dannosa in presenza di motori sinusoidali.

1.5 Elettronica di potenza

L'elettronica di potenza esegue la conversione dei segnali generati dall'elettronica di controllo ai fini di alimentare correttamente le fasi del motore con un sistema di tensioni sinusoidali equilibrato.

I segnali in ingresso a questo stadio sono dei comandi di corrente o di voltaggio che il sistema di ciclo chiuso genera come tensioni di valore basso (circa 5 V). In uscita si richiedono i valori di tensione da applicare ai morsetti del motore che sono dell'ordine di grandezza della tensione di alimentazione. È quindi evidente come le potenze che attraversano i componenti di questo stadio di alimentazione siano di entità rilevante a differenza di quanto accade nel blocco di controllo.

Nel caso in esame in questa tesi e in molte applicazioni la sorgente di energia utilizzata è una batteria che fornisce un valore di tensione circa costante durante il funzionamento.

1.5.1 Alimentazione del motore brushless BLAC

Nel caso del motore Brushless sinusoidale è possibile effettuare una analisi delle grandezze elettromagnetiche di statore e rotore su differenti sistemi di riferimento. Il risultato principale di tale analisi è la scomposizione del campo magnetico statorico su assi solidali al rotore (assi $dq0$) e lo studio dell'interazione tra tale campo e quello generato dai magneti motati sul rotore. A valle di

questi risultati si possono ideare differenti strategie per ottimizzare il funzionamento in termini di coppia o velocità del motore.

In questo lavoro si ipotizza di voler ottenere un campo statorico sempre allineato con l'asse di quadratura rotorico (asse q). Per ottenere il campo appena descritto è necessario generare tensioni di tipo sinusoidale sulle fasi oppure applicare tecniche di controllo complesse come la modulazione con vettori di posizione.

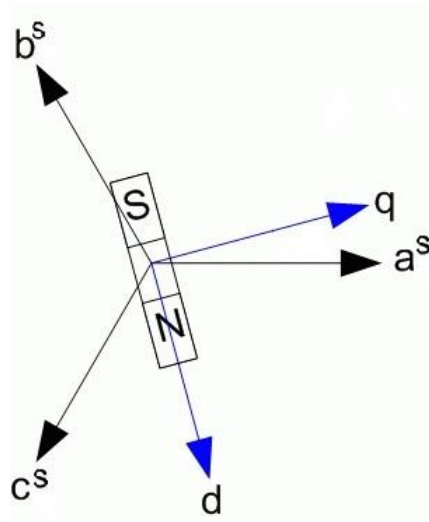


Figura 1-22 Sistema di assi diretto-quadratura per motore Brushless

Lo schema tipico del componente che indirizza l'energia nelle tre fasi del motore Brushless è quello visibile in figura 1-23.

I tre rami inferiori sono collegati ai morsetti delle tre fasi del motore, i due terminali sul lato sinistro vanno ai morsetti di alimentazione. Gli elementi contrassegnati con la lettera T sono degli switch, che permettono il passaggio di corrente quando il corrispondente segnale di pilotaggio ha valore 1 mentre bloccano la conduzione se comandati con 0.

Gli elementi indicati con la lettera D rappresentano invece dei diodi cioè elementi di conduzione monodirezionale. Scegliendo opportunamente quali switch attivare e i corretti istanti di conduzione, è quindi possibile applicare diversi livelli di voltaggio alle fasi del motore. Nei paragrafi successivi sono riportati esempi relativi a queste funzionalità.

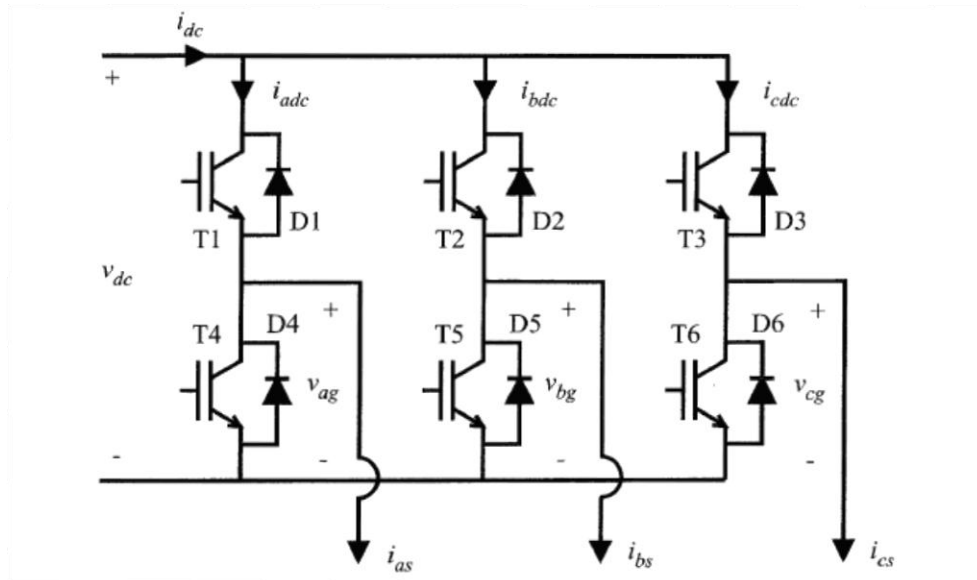


Figura 1-23 Inverter per motore Brushless [4]

1.5.1.1 Modalità sorgente di voltaggio 180°

La strategia più semplice per ottenere il sistema di voltaggio sinusoidale trifase nello statore è quella che crea un andamento a gradini del voltaggio in ciascuna fase.

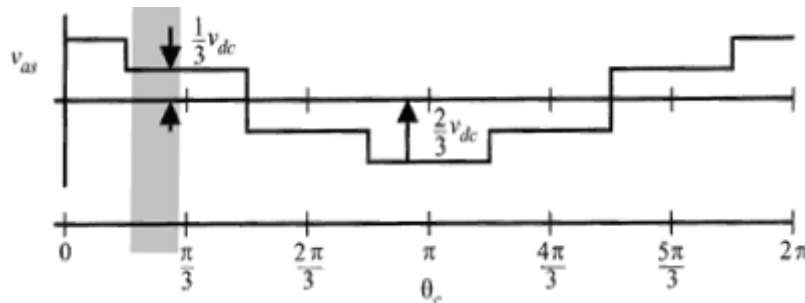


Figura 1-24 Alimentazione di una fase in modalità 180° [4]

Tale andamento della tensione rispetto al punto di connessione centrale delle fasi è ottenuto pilotando gli switch dell'inverter in base alla posizione angolare del rotore (V_{dc} rappresenta la tensione di alimentazione o 'di batteria').

Per comprendere come i voltaggi applicati alle fasi siano legati agli intervalli di attivazione degli elementi a conduzione comandata si osservi la figura 1-25 che fa riferimento al tratto ombreggiato in fig. 1-24.

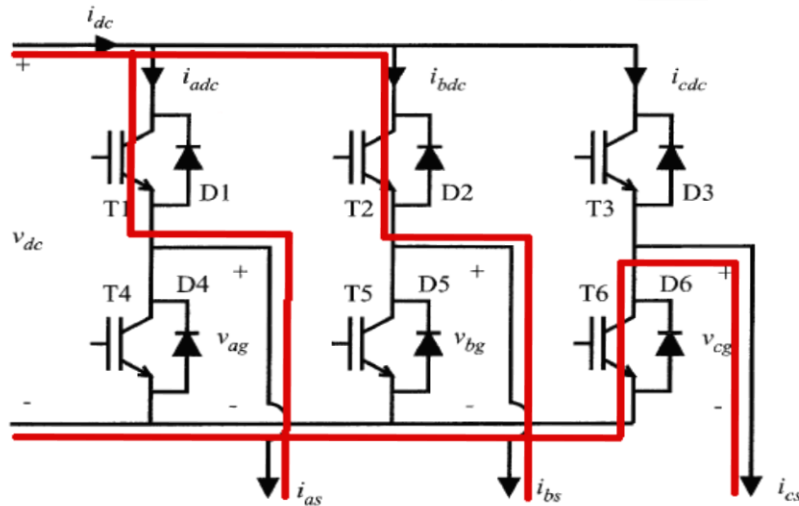


Figura 1-25 Esempio di accensione di alcuni transistor per ottenere il voltaggio voluto. Tratto ombreggiato fig. 1-24

Si nota come l'attivazione di $T_{1,2,\dots}$, possa creare differenti combinazioni di voltaggi ai capi della tre fasi.

Risulta evidente dalla figura come sia necessario conoscere la posizione angolare elettrica del rotore per poter creare gli opportuni *Gate Signals* (segnali di accensione) destinati agli *switch*. In particolare, per questa semplice strategia, non sarà necessario conoscere in ogni istante la posizione elettrica del rotore ma solo nei pochi istanti di commutazione. I segnali $T_{1,2,\dots}$ si possono infatti ricavare a partire dalle uscite di tre sensori ad effetto Hall..

Questa strategia di alimentazione risulta di semplice realizzazione ma rende in uscita dei profili di tensione che si presentano molto differenti rispetto ai riferimenti sinusoidali richiesti. La irregolarità dei profili così ottenuti si riflette sul contenuto armonico della coppia meccanica sviluppata dal motore che risulta 'sporcata' da fluttuazioni.

1.5.1.2 Modulazione dell'ampiezza degli Impulsi *PWM*

Un metodo più evoluto di alimentazione che riesca a variare sia la frequenza che l'ampiezza delle sinusoidi in uscita è la modulazione dell'ampiezza degli impulsi (Pulse Width Modulation, PWM). Lo schema di funzionamento di questa strategia è mostrato in figura 1-26.

Nella prima riga del grafico è contenuta la procedura che permette di modificare l'ampiezza della tensione in uscita partendo da un'alimentazione costante. In ingresso all'inverter si impone un valore del *duty cycle* 'd' che variando tra 0 e 1 permette di comandare frazioni della tensione di batteria come valori di ampiezza in uscita. Tale valore 'd' viene confrontato, tramite un comparatore, ad un segnale triangolare di riferimento (segnale portante) che varia tra 0 e 1 con frequenza dipendente dalla velocità di esercizio. In particolare la portante è regolata in modo da contenere sempre uno stesso numero di cicli per ogni ciclo elettrico del rotore, ovvero ogni 2π radianti elettrici.

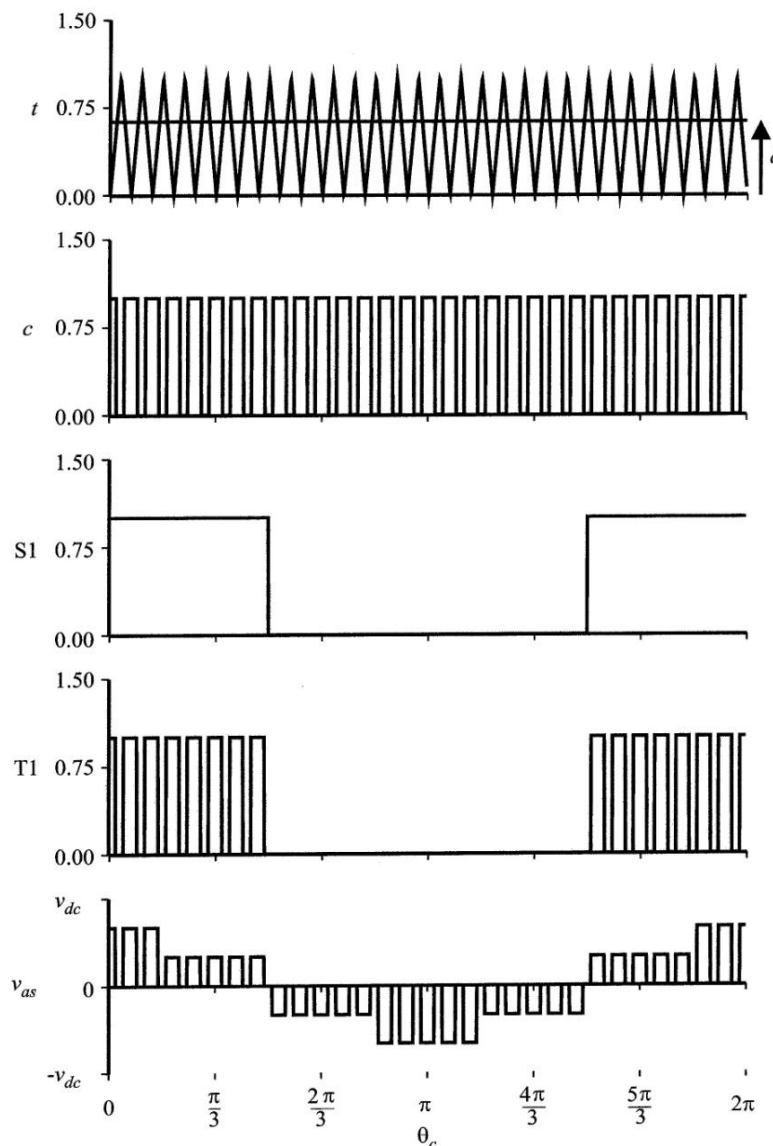


Figura 1-26 Modulazione dell'ampiezza degli impulsi [4]

L'uscita del comparatore 'c' rappresenta quindi gli intervalli nei quali il *duty cycle* risulta maggiore del segnale portante. A questo punto la strategia di creazione dei *gate signals* torna a coinvolgere le

uscite dei segnali ad effetto Hall (quantità S in fig 1-26) che, inserite in un blocco logico AND insieme al segnale 'c', creano i comandi per gli switch.

In questo modo, se la frequenza del segnale portante è sufficientemente alta (tipicamente si hanno 9 cicli della portante ogni ciclo elettrico) si ha la possibilità di modificare il valore medio della tensione V_{as} in modo proporzionale al valore 'd'. Con questa modalità si risolve il problema della modulazione di ampiezza ma restano invariate le problematiche relative al discostamento dell'uscita dalla forma sinusoidale. Si introduce inoltre una penalizzazione del sistema per quanto riguarda l'ampiezza massima ottenibile. La modulazione PWM può essere utilizzata per riprodurre un profilo di tensione qualunque e si presta quindi ad essere utilizzato anche nel caso successivamente trattato di attuatore con motore SR.

1.5.1.3 Modulazione Seno-Triangolo

Nelle applicazioni in cui l'inseguimento del voltaggio comandato necessita di una grande precisione le due strategie viste non possono essere impiegate. In una applicazione di asservimento di posizione, per esempio, le fluttuazioni incontrollate di tensione e di coppia degraderebbero le prestazioni dinamiche del sistema.

In questa strategia il riferimento che i treni di impulsi di voltaggio devono realizzare sono delle sinusoidi

Il sistema risulta migliorato per quanto riguarda il contenuto armonico di alta frequenza che diviene trascurabile. Questo miglioramento si ottiene al prezzo di una aumentata complessità del sensore di posizione del rotore che deve avere una risoluzione angolare molto maggiore di quanto sia possibile ottenere con dei sensori ad effetto Hall. Una valida scelta per misurare la posizione angolare del rotore è l'utilizzo di un encoder ottico.

1.5.1.4 Modulazione con Vettori di Posizione

La modulazione con vettori di posizione rappresenta un altro efficace metodo per ottenere la terna di tensioni sullo statore priva di armoniche dannose di bassa frequenza. La strategia che usa i vettori di posizione è stata creata per i sistemi che prevedono l'utilizzo di comandi di tensione v_{ds}^{s*} e v_{qs}^{s*}

riferiti alla terna di assi stazionaria e solidale allo statore. I comandi di voltaggio da eseguire sulle fasi vengono e quindi i segnali di comando per gli switch dell'inverter vengono formulati partendo da un vettore rappresentativo del campo elettromagnetico che si vuole generare con lo statore. Gli stati che tale vettore può assumere sono in numero finito e la strategia prevede una tabella che associa a ciascuno stato la combinazione di comandi per gli switch da attivare. Si veda [4] per una trattazione approfondita.

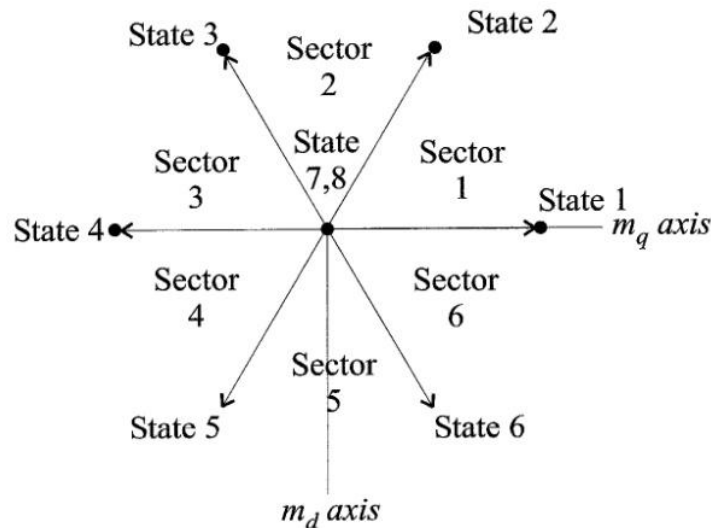


Figura 1-27 Settori angolari nell'ambito di una strategia con vettori di posizione [4]

Con questa strategia si ottiene un andamento delle correnti statoriche molto vicino a quello ideale ma si deve implementare una elettronica di controllo decisamente più complessa. Il basso contenuto di armoniche indesiderate si riflette in una maggiore efficienza del sistema (Si veda [26]). Altro aspetto positivo di questo tipo di modulazione consiste nella possibilità di conoscere a priori la frequenza di lavoro degli *switch*, parametro importante per valutarne la durata [27].

1.5.1.5 Modulazione ad Isteresi

A differenza delle modalità di pilotaggio fin qui analizzate, la modulazione ad isteresi non realizza l'equivalente di una sorgente di voltaggi statorici. Un controllo ad isteresi si può infatti pensare come una stazione di generazione di corrente controllabile.

La logica di commutazione prevede la scelta di una banda di corrente 'h' che rappresenta il massimo scostamento dal riferimento. Quando la corrente in una fase si trova oltre il limite superiore della banda, il transistor inferiore del ramo 'a' dell'inverter viene attivato. Allo stesso modo un abbassamento della corrente al di sotto del limite inferiore fa disattivare lo switch.

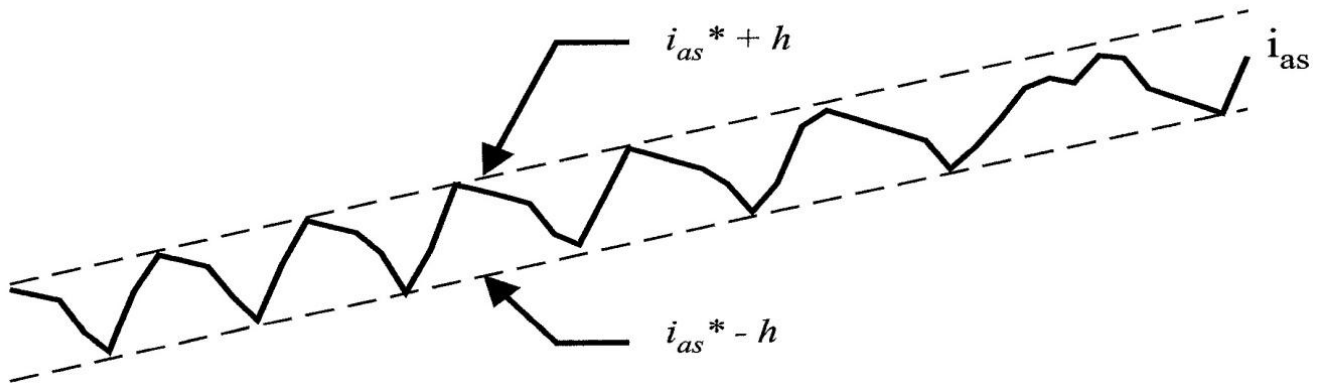


Figura 1-28 Modulazione ad isteresi [4]

In questo modo si ottiene una strategia di controllo semplice e un buono sfruttamento della tensione in ingresso essendo $V_{as_{max}} = \frac{V_{dc}}{\sqrt{3}}$. Quest'ultima limitazione deriva dal valore massimo di differenza di potenziale che l'inverter può stabilire tra due fasi adiacenti pari a V_{dc} .

Anche se l'idea di controllare la corrente in modo diretto introduce la semplificazione di poter trascurare le dinamiche statoriche, esistono dei limiti di impiego della strategia. Per quanto riguarda l'inseguimento di comandi 'a gradino' si vede infatti come non sia possibile per la corrente rimanere all'interno della banda a causa delle dinamiche induttive delle fasi. Lo sfruttamento dell'inverter, inoltre, diventa problematico in quanto la frequenza di commutazione non è controllabile e può peggiorare le condizioni di lavoro degli switch.

1.5.2 Alimentazione del motore BLDC

Nelle applicazioni che non richiedono un'alta precisione e in cui sono tollerate ondulazioni sulla coppia, la tecnica di controllo trapezoidale è preferita. Questa tipologia di controllo è stata la prima ad essere adottata ed è applicabile a brushless trapezoidali. Per il controllo di questi motori si

alimenta ciascuna delle tre fasi con correnti che hanno andamenti a regime rettangolari e che mantengono il valore massimo e minimo per lo stesso tempo dell'onda di f.c.e.m..

Inoltre nei 60° elettrici in cui avviene la commutazione dell'onda trapezoidale la corrente corrispondente alla stessa fase deve assumere il valore nullo.

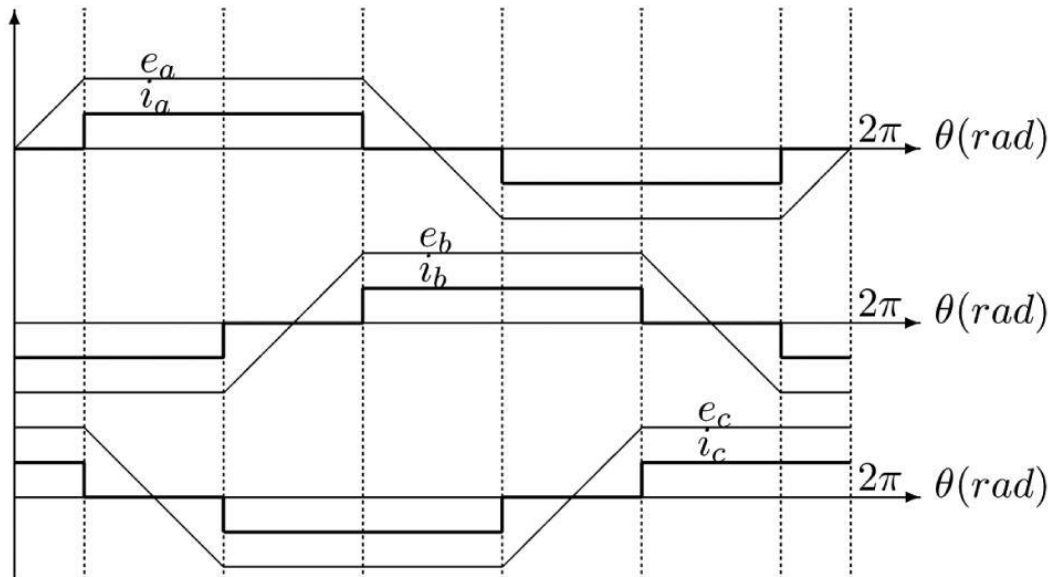


Figura 1-29 Alimentazione per motore BLDC [4]

1.5.3 Alimentazione del motore SR

Le differenti tipologie di inverter utilizzate per gli azionamenti SRM sono molte e si distinguono sia per il numero di transistori e diodi che per la loro disposizione. A titolo di esempio si riporta la tipologia *Asimmetrica Trifase* che sarà successivamente considerata nella parte di simulazione della tesi e che permette di attuare strategie *Soft Switching*. Quando gli switch di una fase sono entrambi in conduzione si ha il valore $+V$ sulla fase, per uno solo attivo si ha voltaggio nullo e per entrambi in opposizione si applica $-V$. Il fatto che il guasto di un transistor impedisca il funzionamento di una sola delle fasi è un grande vantaggio in termini di affidabilità.

Come si vede dalla disposizione dei diodi la corrente può scorrere solo in un senso in ciascuna fase, questa particolarità che rende semplice l'inverter è connaturata alla modalità della generazione della coppia nel motore che sarà oggetto del capitolo 4.

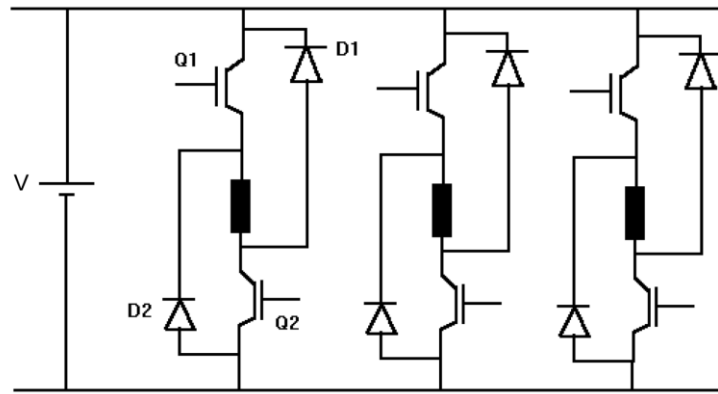


Figura 1-30 Inverter tipico per motore SRM [7]

Partendo dalla osservazione del principio di funzionamento, si vedrà (Cap. 4) come la alimentazione ideale dello statore per ottenere una coppia positiva, sia del tipo:

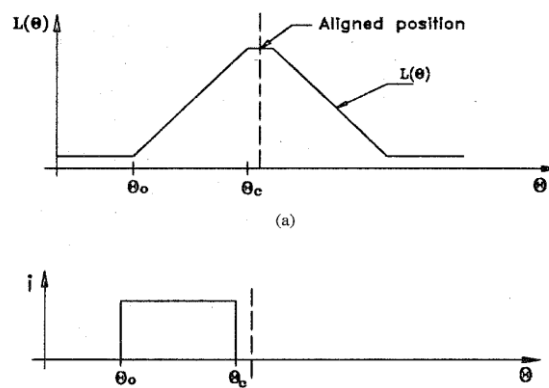


Figura 1-31 Profilo ideale di alimentazione [7]

Le strategie di controllo sono molteplici ma si possono dividere in due gruppi fondamentali:

- Strategie *Voltage Source* nelle quali il controllore del *converter* impone una sequenza di voltaggi per ciascuna rivoluzione senza considerare le correnti circolanti nelle fasi.
- Strategie *Current Hysteresis Control* nelle quali il riferimento da inseguire è un valore di corrente proveniente dall'elettronica di controllo.

1.5.3.1 Strategie Voltage Source

Allo scopo di ottenere un profilo di corrente vicino all'ideale, è necessario che l'elettronica di potenza anticipi la applicazione del voltaggio rispetto al fronte ideale di salita della corrente e che

applichi un voltaggio negativo per favorirne la discesa. La strategia più semplice prevede di mantenere costanti gli angoli di alimentazione ($\theta_{on}, \theta_{off}$, in figura 1 – 32) al variare della condizione operativa della macchina e di alimentare le fasi con tre valori fissi di tensione ($\pm V$ e 0 con V tensione di batteria).

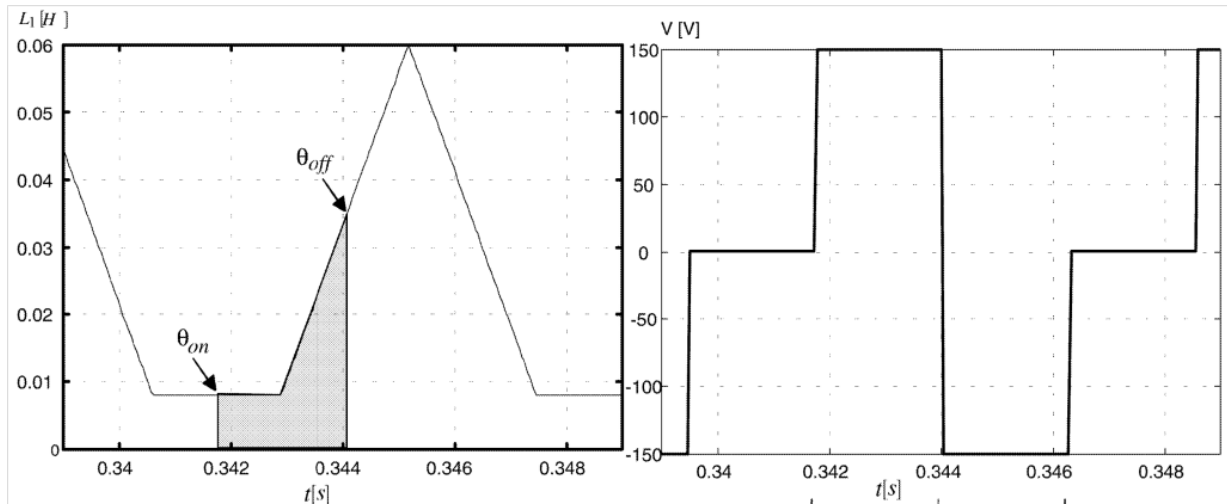


Figura 1-32 Alimentazione tipo *Voltage Source* [7]

Il passo successivo nel miglioramento della prestazione prevede di pilotare con una strategia PWM il valore di tensione positivo in ogni ciclo, ottenendo una coppia in uscita più regolare.

Ulteriore miglioramento si ottiene quando, oltre a pilotare i valori di tensione su una gamma continua, si prevede di modificare gli angoli di alimentazione in base alle richieste del carico [14]. Al crescere della velocità, per esempio, la corrente ha a disposizione un tempo minore per raggiungere il valore desiderato e per decrescere fino a zero.

1.5.3.2 Strategie Current Hysteresis Control

Il controllo in corrente delle fasi spesso prevede una logica ad isteresi, ovvero di mantenimento della corrente dentro una certa banda di accettazione. Ciò risulta in una efficiente gestione della coppia in uscita. I valori di tensione usati per fare crescere o diminuire la tensione possono tipicamente essere due ($\pm V$; *Hard Switching*) oppure tre ($\pm V$ e 0; *Soft Switching*). Il principale inconveniente di questo tipo di strategia consiste nell'usura dei componenti dell'inverter che deve

realizzare un maggior numero di inversioni di tensione. Anche in questo caso si tiene conto di particolari istanti di alimentazione.

1.5.3.3 Strategie di controllo avanzate

Lo sforzo di molte ricerche riguardanti questo tipo di motore, è teso a ridurre la irregolarità della coppia in uscita. L'aspetto del funzionamento che promette maggiori possibilità di miglioramento è la alimentazione delle fasi in modo da realizzare una sinergia fra i rispettivi contributi di coppia. In [13], per esempio si alimentano le fasi con segnali differenti dai gradini di tensione visti in precedenza. Si riesce infatti a creare un controllo nel quale i fronti di salita e discesa della coppia in uscita siano profilati con legge esponenziale. L'obiettivo è fare interferire la coppia generata da ciascuna fase e renderla più vicina ad un andamento costante.

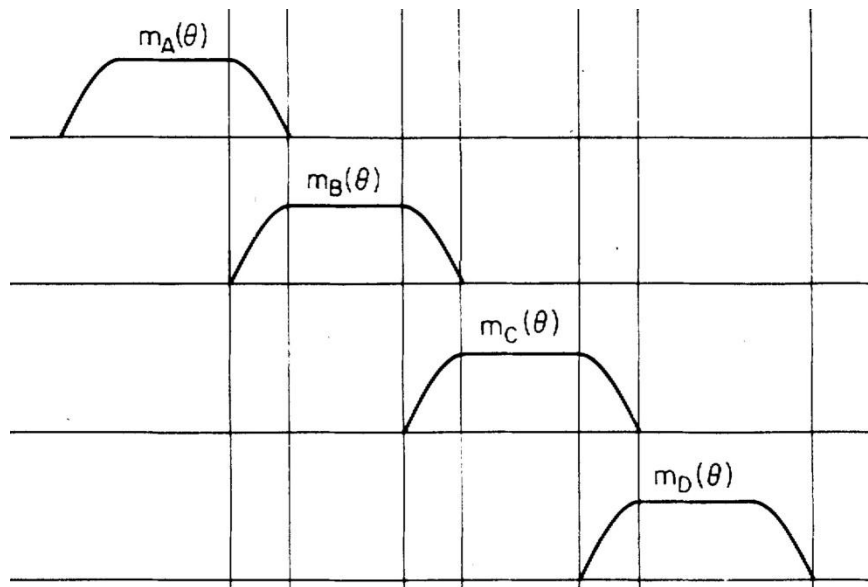


Figura 7 Andamento ottimizzato delle coppie di fase per motore SRM a 4 fasi [13]

Altro aspetto che si può migliorare agendo sul controllo dell'alimentazione è la variazione delle prestazioni del motore al variare della velocità. Come esposto in [14], ad esempio, è possibile modificare gli angoli di commutazione in modo da adattarli alle condizioni operative della macchina in tempo reale. Tale logica di adattamento consente inoltre di rendere la macchina maggiormente flessibile nei confronti di esigenze di funzionamento differenti. Esiste infatti la possibilità di scegliere una strategia che minimizzi l'energia assorbita oppure che privilegi il requisito di regolarità della coppia.

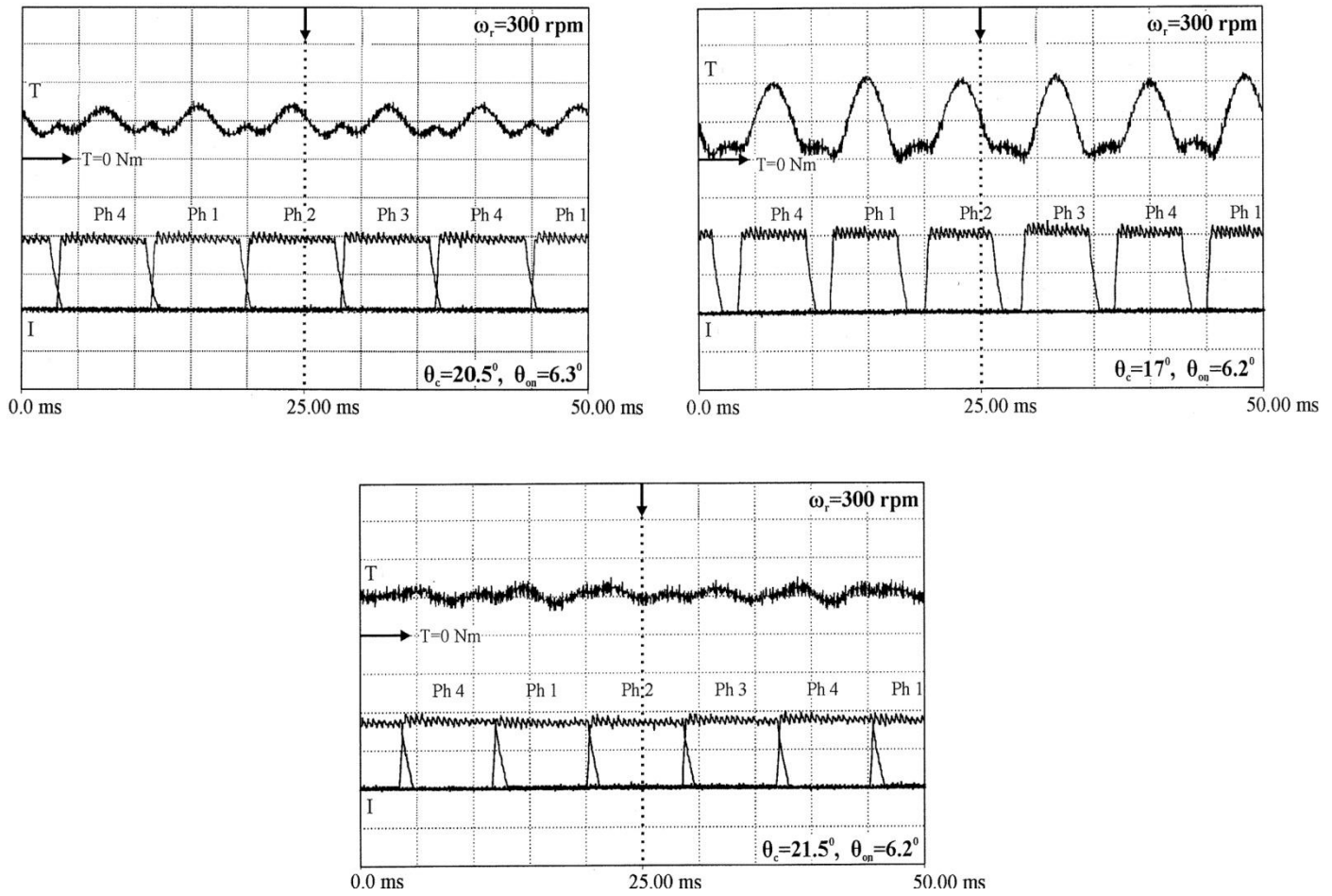


Figura 1-33 Funzionamento con scelta dell'angolo di fine alimentazione ottimale, con modalità di massima efficienza, con minima irregolarità di coppia [14]

1.6 Considerazioni affidabilistiche

Nel breve periodo, è improbabile che i sistemi unmanned dimostrino la stessa affidabilità dei sistemi manned, che devono sottostare a rigorosi criteri di certificazione. Il problema dell'affidabilità è direttamente legata ai costi. Riparare e sostituire i velivoli danneggiati o distrutti sono fattori che incrementano notevolmente i costi. D'altra parte, se impianti ridondanti di cui sono forniti gli UAV più moderni e completi riducono gli incidenti e ne aumentano l'affidabilità, allo stesso modo tali investimenti incrementano i costi di progettazione, produzione ed acquisizione. Per esempio, la maggior parte degli attuali UAV sono dotati di un singolo motore, soluzione semplice ma poco affidabile; d'altro canto, le piattaforme "twin-engine", devono coniugare l'affidabilità con il maggior costo, peso e complessità costruttiva e manutentiva

1.6.1 Requisiti per velivoli UAV

I requisiti di affidabilità rappresentano il più grande ostacolo per la diffusione degli attuatori elettromeccanici per comandi di volo. In particolare, nel campo della progettazione di velivoli UAV si richiede di non deteriorare la sicurezza dello spazio aereo per quanto riguarda persone o proprietà a bordo di altri velivoli e a terra. L'analisi degli effetti di un guasto catastrofico su di un velivolo di questo tipo è chiaramente differente da quella condotta su un velivolo tradizionale e dipende in maniera importante dalle dimensioni della macchina, come trattato in [15].

Allo stato attuale dello sviluppo di queste macchine la probabilità di guasto è tale da limitare l'utilizzo ad aree dedicate o scarsamente popolate. Si riporta in figura una ipotetica suddivisione dello spazio aereo sopra un centro abitato che, basandosi su considerazioni di rischio, permette il volo di un tipico UAV, solo nella zona periferica a più di 20 km dal centro città.

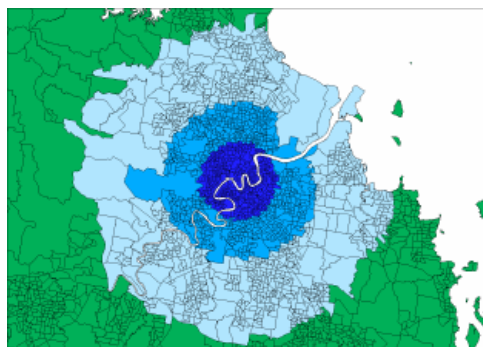


Figura 1-34 Zone di volo interdette sopra un centro abitato [15]

Un valore che può essere preso come riferimento per quanto riguarda la probabilità di guasto catastrofico per gli UAV è quello di 15 incidenti ogni 100.000 ore di volo [16]. Tale dato fa riferimento a incidenti di entità tale da avere un costo maggiore di un milione di USD.

1.6.2 Principali modalità di guasto per gli EMA

Le principali modalità di guasto che si sono osservate negli attuatori EMA possono essere sintetizzate nell'albero dei guasti di figura figura 1-35 :

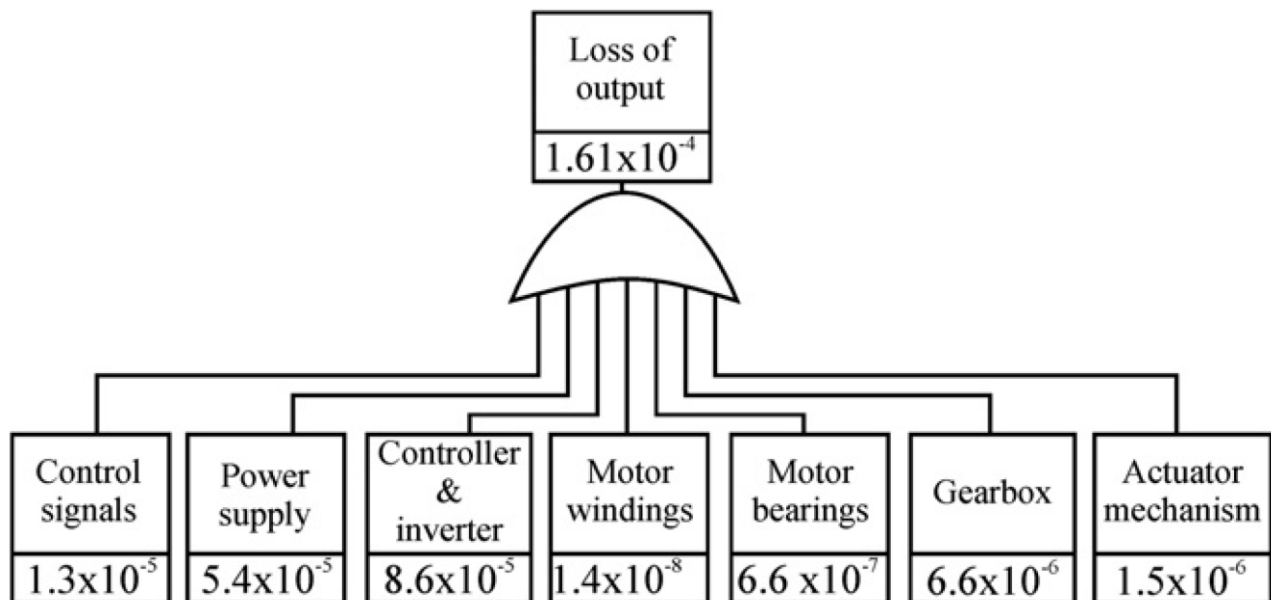


Figura 1-35 Albero dei guasti per attuatore EMA [17]

I dati di probabilità di guasto per ora di volo mostrano come una architettura dell'attuatore priva di ridondanze, porti ad una bassa affidabilità. Confrontando il valore ottenuto per l'attuatore con il requisito 15 incidenti per 10^5 ore si vede come il singolo attuatore analizzato assume da solo il 10% della probabilità di guasto ammissibile. È quindi evidente come siano necessarie misure di miglioramento sull'aspetto affidabilistico dell'attuatore. Un metodo che può essere utilizzato è la ridondanza della intera parte elettrica: in questo modo si raggiunge una affidabilità soddisfacente per le esigenze su di un UAV. Si nota come la affidabilità della parte meccanica sia cruciale in questa configurazione.

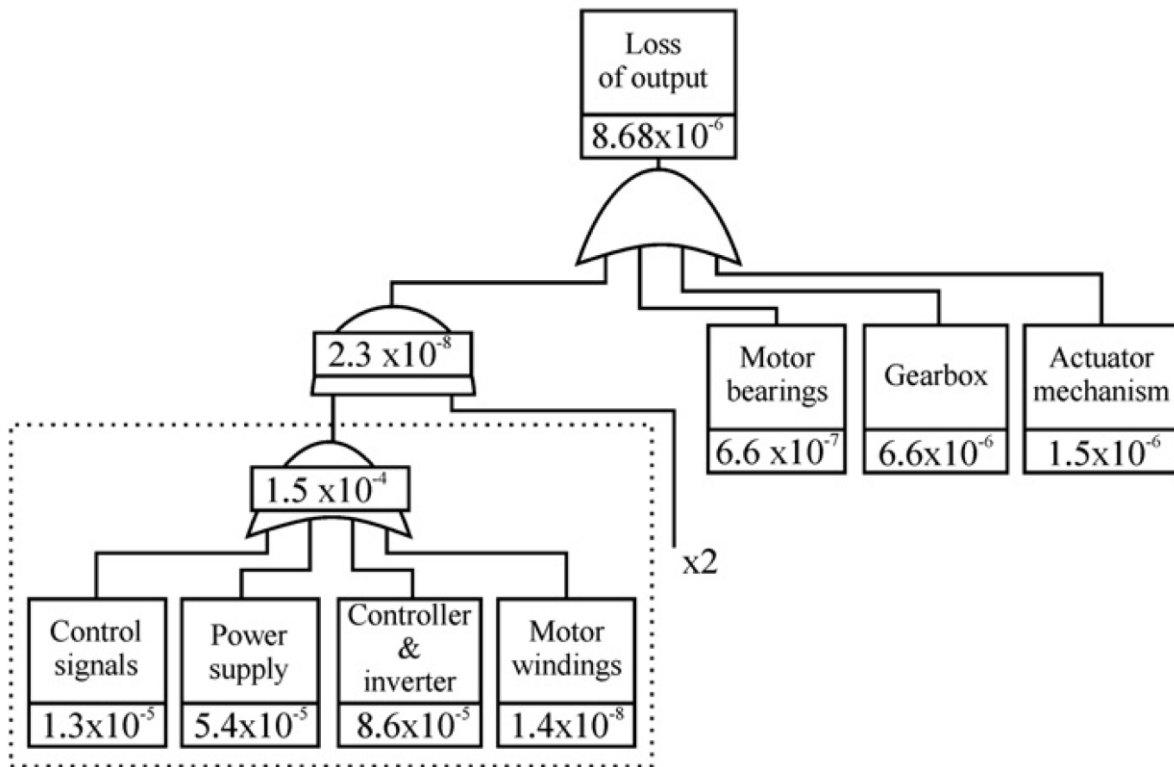


Figura 1-36 Albero dei guasti con ridondanza della parte elettrica [17]

1.6.3 Ridondanze elettriche ed elettroniche

Per quanto riguarda i motori a magneti permanenti le strategie che possono essere utilizzate sono principalmente le due visibili in figura.

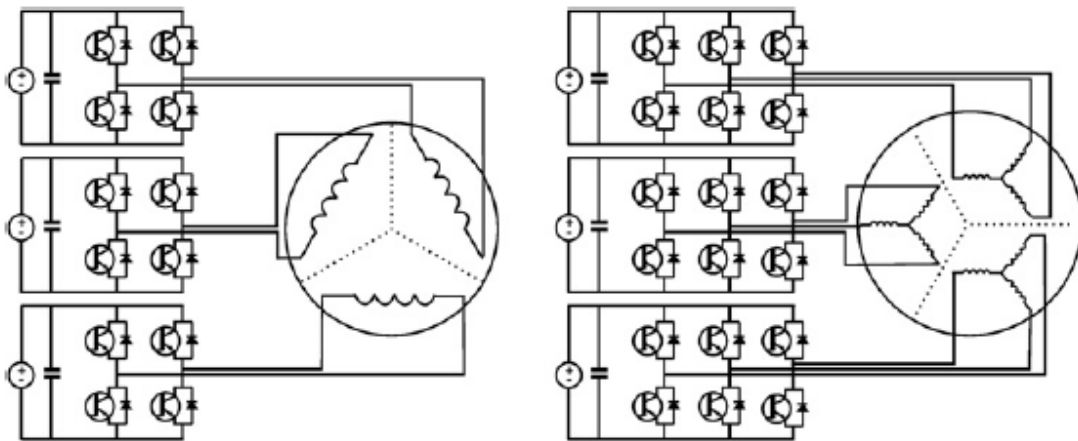


Figura 1-37 Esempi di architetture ridondanti a livello di fasi e inverter [17]

Nel primo caso ogni fase è isolata e, dopo il guasto su di una fase, si può ottenere un funzionamento regolare modificando il pilotaggio delle correnti. Nel secondo caso ciascuna fase è composta da tre avvolgimenti collegati a stella con un ponte completo dedicato.

Una soluzione più economica in termini di numero di switch impiegati è quella illustrata di seguito:

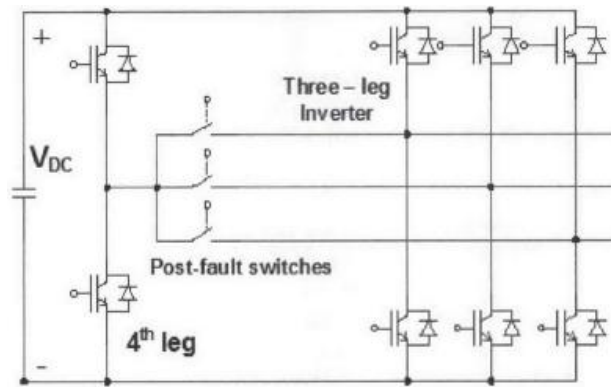


Figura 1-38 Inverter con trifase con ramo ridondante [17]

In questo caso la perdita di un ramo dell'inverter non impedisce la generazione di coppia. È interessante osservare come la indipendenza delle fasi sia naturalmente presente in un motore SRM alla luce del suo meccanismo di generazione della coppia.

1.6.4 Ridondanze meccaniche

Nel caso in cui si desideri garantire la movimentazione di un comando di volo anche in seguito alla perdita di un attuatore si possono disporre più attuatori sulla stessa superficie di controllo. Nel caso di attuatori con vite a ricircolo il problema non è di semplice soluzione visto che il grippaggio di un attuatore blocca irrimediabilmente la superficie. Per superare questo limite sono state ideate soluzioni in grado di non perdere la funzionalità anche a fronte di un grippaggio. A titolo di esempio si riporta un disegno tratto da [18].

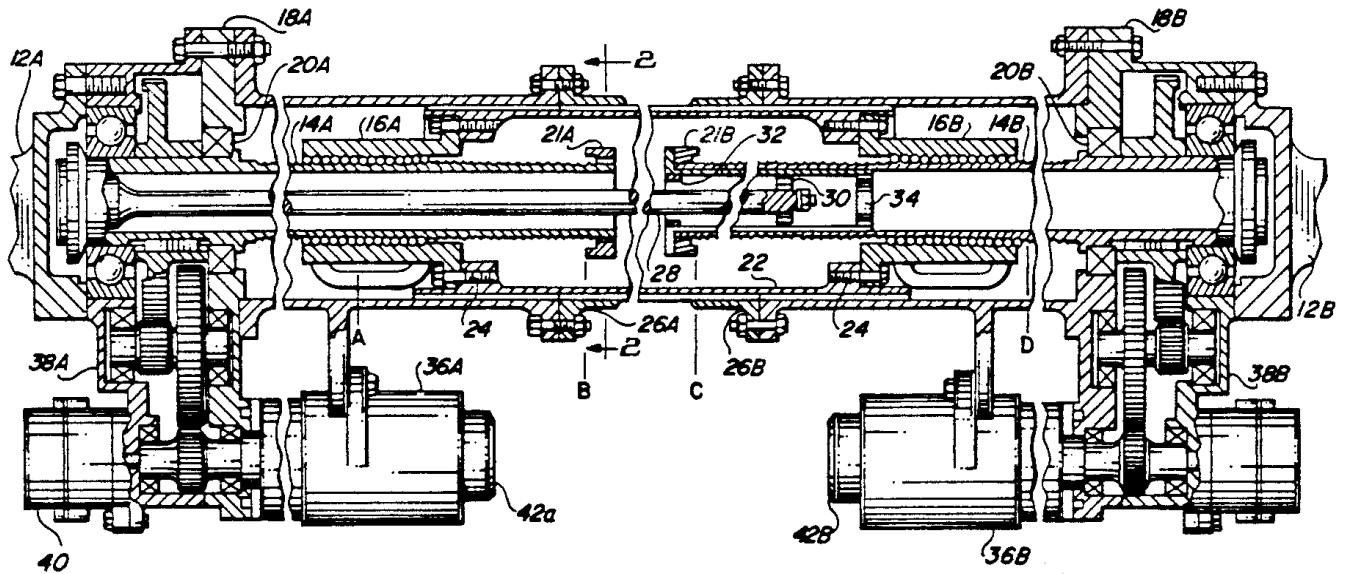


Figura 1-39 Attuatore EMA con vite a sfere ridondata [18]

Questo attuttore comprende due sistemi vite-madrevite. In questo caso al grippaggio di una delle due viti viene attivato uno dei freni (particolare 42a,42b) e non si ha perdita di prestazione in termini di corsa o di forza di attuazione. Si può vedere immediatamente come la complessità del sistema aumenti molto rispetto alla soluzione tradizionale con una sola vite, si intuisce inoltre come l'aumento di peso sia notevole

1.6.5 Dispositivi passivanti

In molte applicazioni di attuazione è necessario garantire che, a fronte della perdita di funzionalità, si possa disimpegnare la superficie mobile dall' attuttore. Allo stesso tempo non è sempre possibile lasciare la superficie completamente libera per problemi di vibrazioni e flutter. Il problema difficilmente può essere superato prevedendo una frizione posta a valle della vite di manovra, vista la carenza di spazio. Diventa obbligatorio in questi casi l'adozione di un attuttore che presenti una architettura in grado di non bloccare la superficie in caso di grippaggio come quella vista nel paragrafo precedente.

La soluzione con un elemento frenante o un innesto a monte della vite si rivela tuttavia utile per liberare e stabilizzare la superficie in caso di avarie diverse dal grippaggio della vite.

1.6.6 Soluzioni Active-Active e Active-Standby

Nel caso in cui si prevedano due attuatori per realizzare la stessa operazione è possibile prevedere che entrambi siano contemporaneamente attivi oppure che uno dei due sia inattivo fino alla prima avaria. La soluzione con due attuatori attivi permette di non avere alcun ritardo di esecuzione dei comandi in caso di avaria ed è utilizzata nei casi in cui il tempo di avviamento sia lungo rispetto alle esigenze di attuazione. Il principale svantaggio legato a questa soluzione è la presenza di inevitabili piccole differenze nel movimento dei due attuatori che possono generare sforzi indesiderati sulla superficie da controllare. Tale problematica non si manifesta nel caso in cui un attuatore sia in stato latente, svincolato dalla superficie grazie ad un sistema passivante posto tra motore e vite di manovra (Active-Standby).

Una soluzione alternativa è quella rappresentata dalla suddivisione della zona da movimentare in due o più parti attuate singolarmente come visibile in figura 1-40.

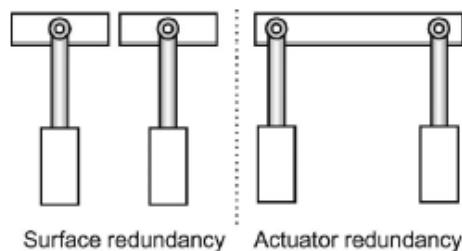


Figura 1-40 Ridondanza della superficie di controllo e dell'attuatore [17]

2 Dimensionamento a specifica di un EMA per applicazione UAV

L'architettura dell'attuatore è stata definita facendo riferimento alla soluzione più diffusa nella applicazioni simili a quella in esame. La necessità di avere un controllo sulla posizione della superficie di controllo impone la presenza di un anello di retroazione sulla posizione dello stelo della vite di manovra.

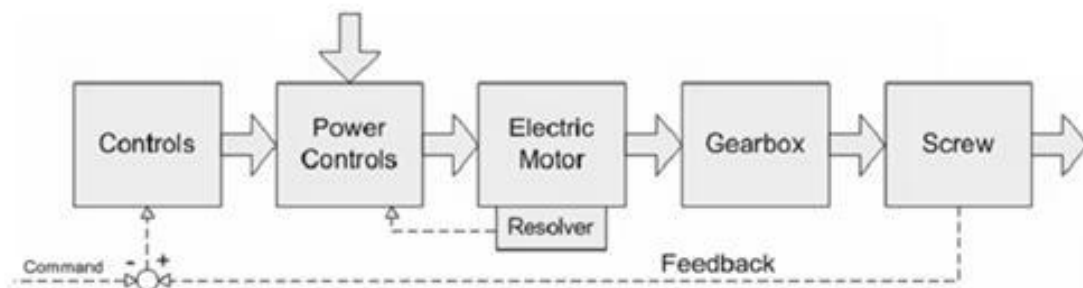


Figura 2-1 Architettura in ciclo chiuso per l'EMA

L'attuatore sarà vincolato nella parte anteriore della superficie mobile in modo che abbia un certo braccio di leva rispetto alla cerniera.

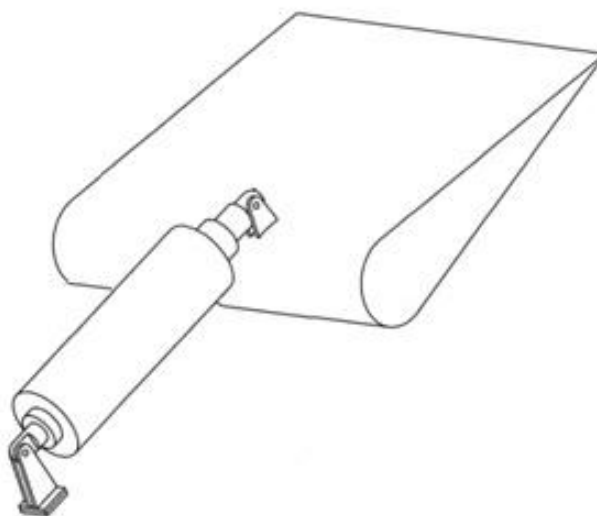


Figura 2-2 Schema dell'attacco dell'attuatore alla superficie

2.1 Specifica di progetto

Come riferimento per il dimensionamento si è formulata una specifica di progetto che contenesse i principali parametri di funzionamento e che fosse rappresentativa di un utilizzo per comandi di volo su UAV.

La seguente tabella contiene i parametri da soddisfare:

Potenza massima in uscita	300 [W]
Deflessione della superficie	+/- 30 [°]
Braccio di leva per l'attuatore	60 [mm]
Velocità di attuazione a vuoto	60 [°/s]
Velocità sotto carico nominale	45 [°/s]
Carico operativo nominale	300 [Nm]
Carico massimo	450 [Nm]
Inerzia della superficie di controllo	1.2 [kg/m ²]
Banda passante della risposta in posizione (con ampiezza 1% della corsa)	7 [Hz]
Rapporto di trasmissione del riduttore	5 oppure 10
Passo della vite di manovra	5 [mm]
Deflessione statica sotto 10% carico massimo	0.1 [mm] (<i>dato riferito allo stelo della vite</i>)
Tensione di alimentazione	24 [V]

Tabella 2-1 Dati di specifica

2.2 Dimensionamento preliminare e selezione dei componenti

Sono state fatte alcune assunzioni che vengono esposte prima dell'analisi della specifica:

- Si decide di realizzare uno studio comparativo tra due versioni dell'EMA che differiscono per il tipo di motore utilizzato: Motore Brushless (soluzione convenzionale) e Motore SR (soluzione innovativa). Il motore Brushless viene scelto del tipo Sinusoidale vista la applicazione di posizionamento.
- Saranno presenti tre anelli di retroazione del sistema di controllo rispettivamente su: posizione dello stelo, velocità di rotazione del motore, correnti statoriche

I parametri di specifica sono riferiti al movimento della superficie di controllo, per una migliore comprensione delle prestazioni richieste conviene riferire le prestazioni all'albero del motore elettrico. La conversione avviene tenendo conto del rapporto di trasmissione totale che viene realizzato dall'insieme di leverismo di attuazione, vite di manovra e riduttore.

Avendo fissato il passo della vite di manovra e il valore del braccio di leva dell'attuatore, è possibile scrivere il legame tra velocità di rotazione della superficie e velocità di rotazione del motore.

$$\omega = \frac{\dot{\delta} b_a 2 \pi}{p_s} \tau \quad 1)$$

Dove:

$\dot{\delta}$ = Velocità di rotazione della superficie di controllo [rad/s]

ω = Velocità di rotazione che il motore deve fornire [rad/s]

b_a = Braccio di leva del cinematismo di attuazione dell'attuatore [m]

p_s = Passo della vite di manovra [m]

τ = Rapporto di riduzione della gearbox

La relazione permette di calcolare la velocità massima richiesta al motore e la velocità nominale di esercizio a seconda del riduttore scelto.

Il legame tra coppia agente sulla superficie di controllo e coppia erogata dal motore è invece derivato da un bilancio di energia associato ad uno spostamento angolare unitario della superficie di controllo.

$$T = \frac{C p_s}{b_a \tau 2 \pi \eta} \quad 2)$$

Dove:

$T = \text{Coppia erogata dal motore [N/m]}$

$C = \text{Coppia agente sulla superficie di controllo [N/m]}$

$\eta = \text{Rendimento della trasmissione, } \eta < 1$

Le relazioni appena viste permettono di calcolare le prestazioni richieste al motore in termini di velocità e coppia. In tabella 2-2 sono riportati i risultati per rapporti di riduzione pari a 5 e 10.

Grandezza	Riduzione = 5	Riduzione = 10
Velocità di rotazione massima	2825 [rpm]	5650 [rpm]
Velocità di rotazione nominale	3765 [rpm]	7530 [rpm]
Coppia massima	1.18 [Nm]	0.59 [Nm]
Coppia nominale	0.78 [Nm]	0.39 [Nm]

Tabella 2-2 Prestazioni massime e nominali richieste al motore

Il passo successivo è la selezione dei componenti partendo da dati di catalogo. Ovviamente la selezione di motore e riduttore sia collegata: il rapporto di trasmissione influenza infatti le caratteristiche di coppia e velocità richieste al motore.

2.2.1 Scatola di riduzione

Il primo componente che deve essere selezionato per conoscere la situazione di carico sul motore è la scatola di riduzione. Il catalogo di riferimento per questo componente [3] mostra un identico peso per le versioni con rapporto di trasmissione 5 o 10 e peso ovviamente crescente all'aumentare della serie del motore.

Le caratteristiche di interesse della gearbox per la presente analisi prestazionale sono riportate di seguito. Si riportano solamente le versioni di interesse anticipando quello che sarà un risultato successivo cioè la taglia dei motori.

Grandezza	Versione per serie 17-xx		Versione per serie 23-xx		Versione per serie 28-xx	
	$\tau=5$	$\tau=10$	$\tau=5$	$\tau=10$	$\tau=5$	$\tau=10$
Velocità di rotazione massima in entrata [rpm]	10000		10000		8000	
Velocità di rotazione nominale [rpm]	5000		5000		4000	
Coppia massima in entrata [Nm]	13.2	4.5	36	12	91	30
Coppia nominale in entrata [Nm]	4.4	1.4	12	4	32	10
Inerzia riferita all'ingresso [kg/m ²]	4 10^{-6}	3 10^{-6}	16 10^{-6}	13 10^{-6}	63 10^{-6}	45 10^{-6}
Rendimento	> 97 %		> 97 %		> 97 %	
Peso	0.6 [kg]		1.3 [kg]		3.7 [kg]	

Tabella 2-3 Dati relativi al riduttore di giri

La scelta di valutare rapporti di riduzione uguali o inferiori a 10 deriva da una considerazione ponderale effettuata sui dati del catalogo Moog [18]. Superare il valore 10 comporta infatti la selezione di un riduttore a due stadi con un associato aumento di peso di 0.7 kg.

Si possono quindi confrontare i valori di coppia e velocità in uscita dal motore con quelli ammissibili in ingresso al riduttore: tutti i valori sono ampiamente entro i limiti.

2.2.2 Motore

Per effettuare una scelta del motore si considerano le caratteristiche dei motori riportate nel catalogo. Le più importanti tra queste sono:

- Resistenza [Ohm]
- Induttanza [H]
- Costante di coppia (K_t) [Nm/Amp]
- Peso [kg]
- Alimentazione [V]

Tali caratteristiche permettono di realizzare dei grafici che riportano la velocità di rotazione e la potenza ottenibile in funzione della coppia erogata dal motore. Si fa notare come l'obiettivo di questa analisi sia fare un confronto tra le diverse combinazioni motore-riduttore e non fra i singoli elementi.

2.2.2.1 Motore BLAC

I grafici che si ottengono partendo dai dati contenuti nel catalogo [19] sono come quello riportato a seguire:

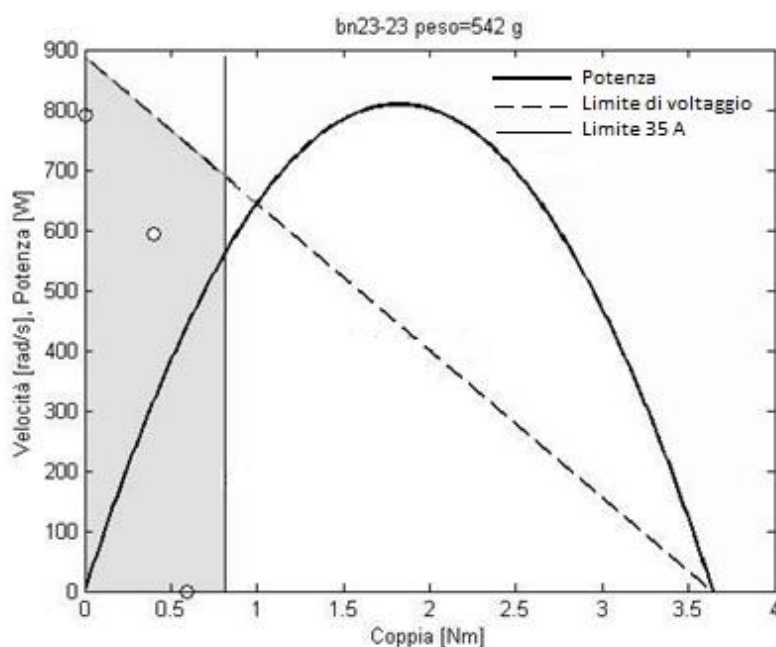


Figura 2-3 Esempio di mappa di funzionamento del motore

Queste curve rappresentano coppia e potenza disponibile, e la coppia erogabile con un'alimentazione di 35 Ampere.

I limiti alle regioni di funzionamento sono:

- Il limite di voltaggio è legato alla tensione di alimentazione disponibile.
- Il vincolo di corrente massima di 35 A è stato imposto per salvaguardare l'elettronica di potenza che, se alimentata con correnti troppo elevate, potrebbe subire danni o diminuire drasticamente la propria affidabilità.

La zona ombreggiata racchiude quindi le combinazioni coppia-velocità possibili per il motore in esame .

Per costruire il limite superiore di velocità ai vari valori di coppia per ogni motore analizzato è stata utilizzato il bilancio di tensione a velocità e carico costante:

$$V_s = \omega K_t + RI \quad 3)$$

dove:

V_s = Voltaggio di alimentazione [V]

K_t = Sensibilità di coppia e di tensione [N*m/A], [V s/rad]

R = Resistenza interna del motore [Ohm]

ω = Velocità angolare [rad/sec]

il quale introducendo la costante di sensibilità di coppia fornita dal catalogo e isolando la velocità diventa:

$$\omega_{max} = \frac{V_s^{max}}{K_t} - \frac{R}{K_t^2} T_e \quad 4)$$

Moltiplicando la velocità per la coppia in uscita si ottiene la potenza erogabile:

$$P_{mech} = T_e \omega = V_s \frac{T_e}{K_t} + R \left(\frac{T_e}{K_t} \right)^2 \quad 5)$$

dove:

T_e = Coppia di carico al motore [N*m]

V_s^{max} = Voltaggio di alimentazione massimo [V]

K_t = Sensibilità di coppia e di tensione [N*m/A], [V s/rad]

R = Resistenza interna del motore [Ohm]

ω = Velocità angolare [rad/sec]

Nei grafici seguenti la retta tratteggiata è il limite di velocità, la parabola è la potenza erogata, la retta verticale è il limite di corrente massima e i cerchietti sono i punti di esercizio del motore da specifica.

Per brevità si riportano solamente i grafici relativi ai motori che risultano pienamente o marginalmente idonei cioè quelli per cui i punti di funzionamento stanno all'interno della zona compresa tra i vincoli descritti.

RAPPORTO DI RIDUZIONE = 5

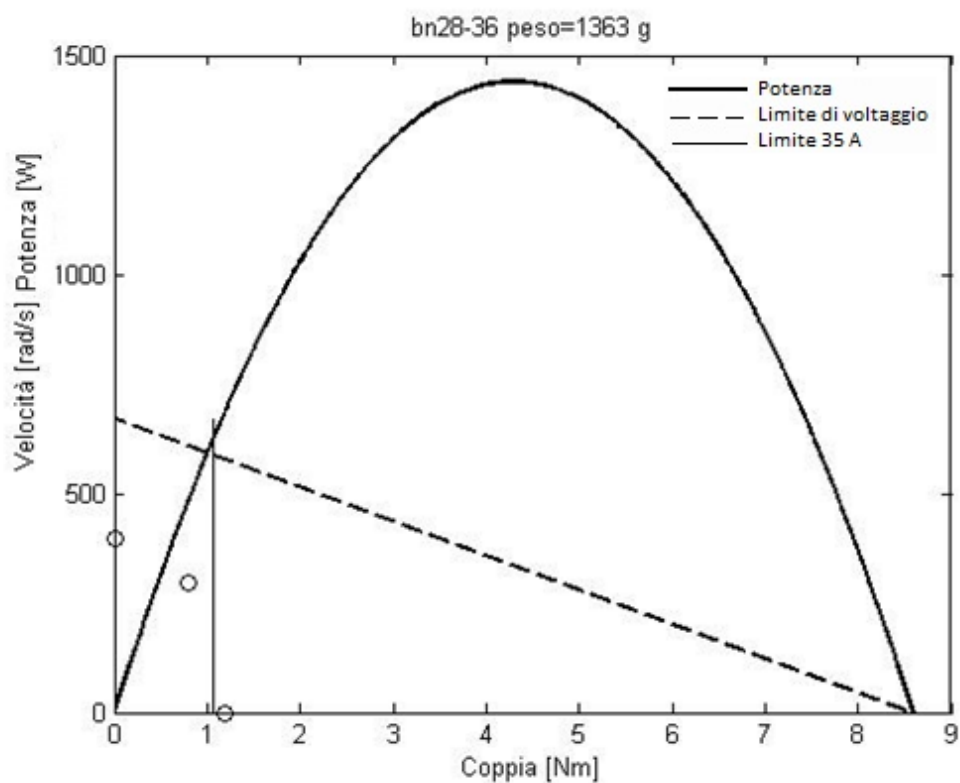


Figura 2-4 Mappa motore 28-36

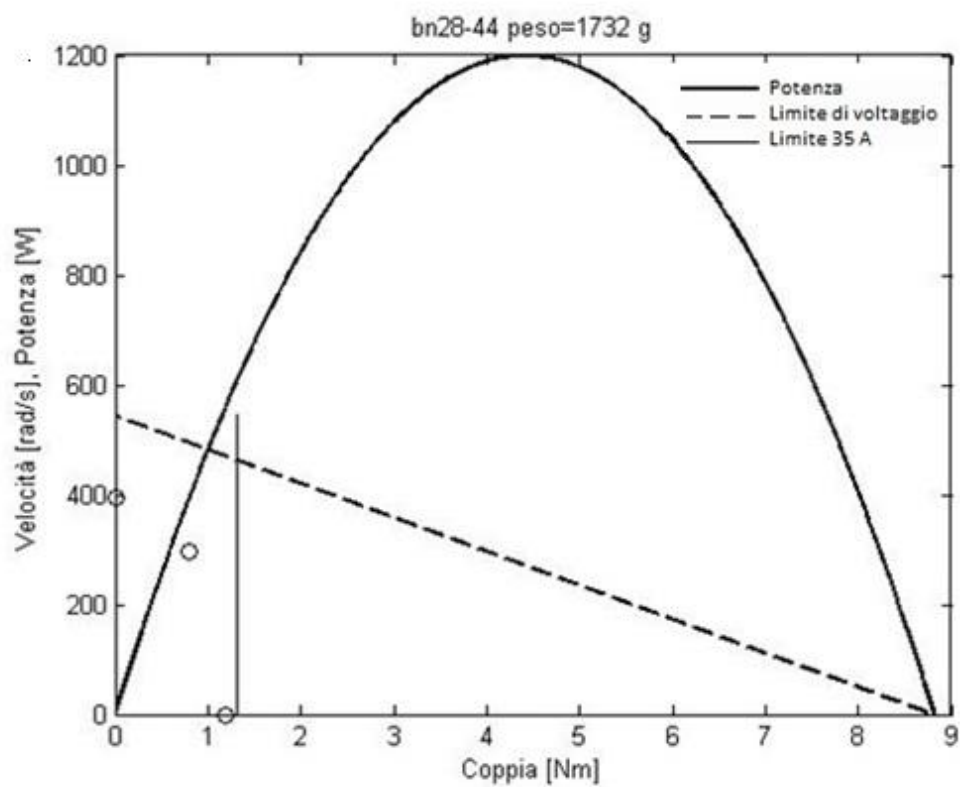


Figura 2-5 Mappa motore 28-44

RAPPORTO DI RIDUZIONE = 10

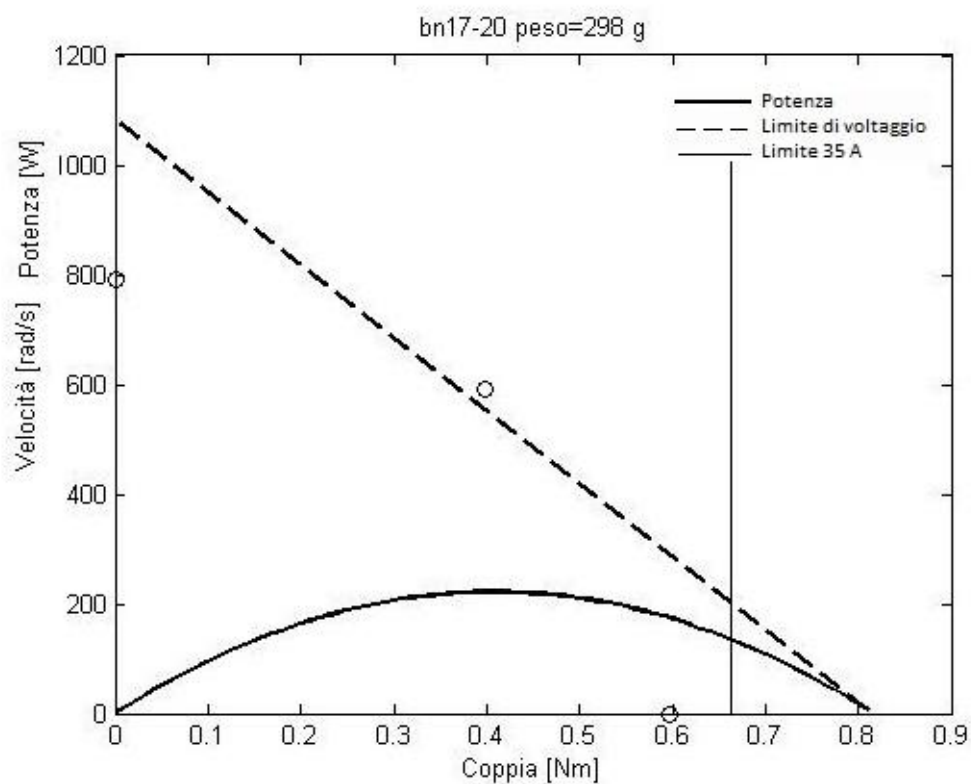


Figura 2-6 Mappa motore 17-20

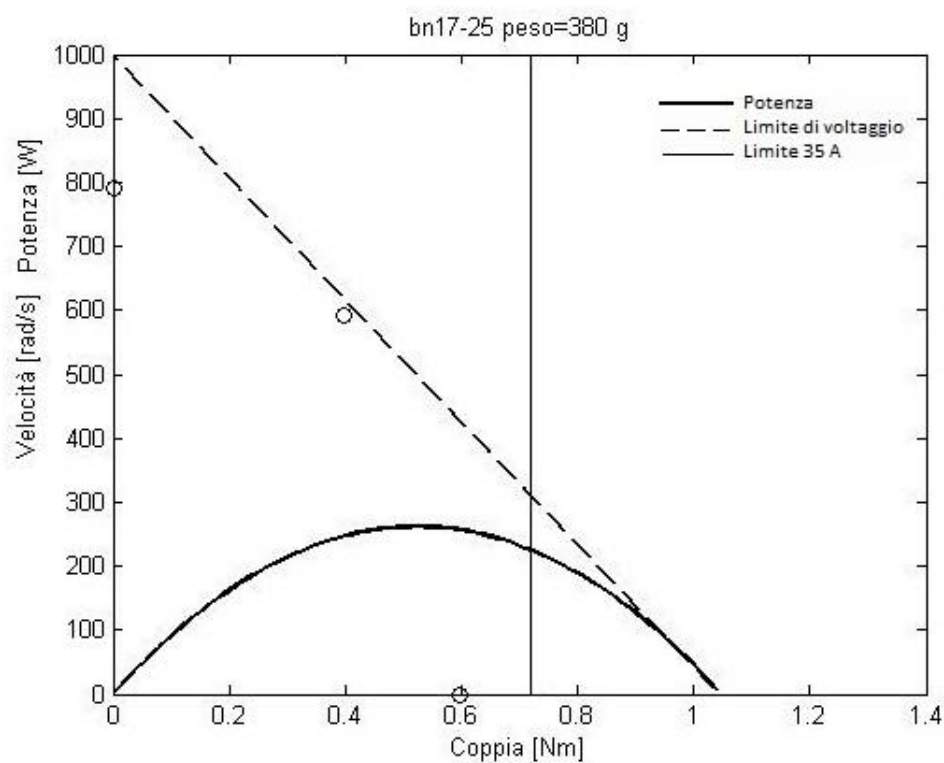


Figura 2-7 Mappa motore 17-25

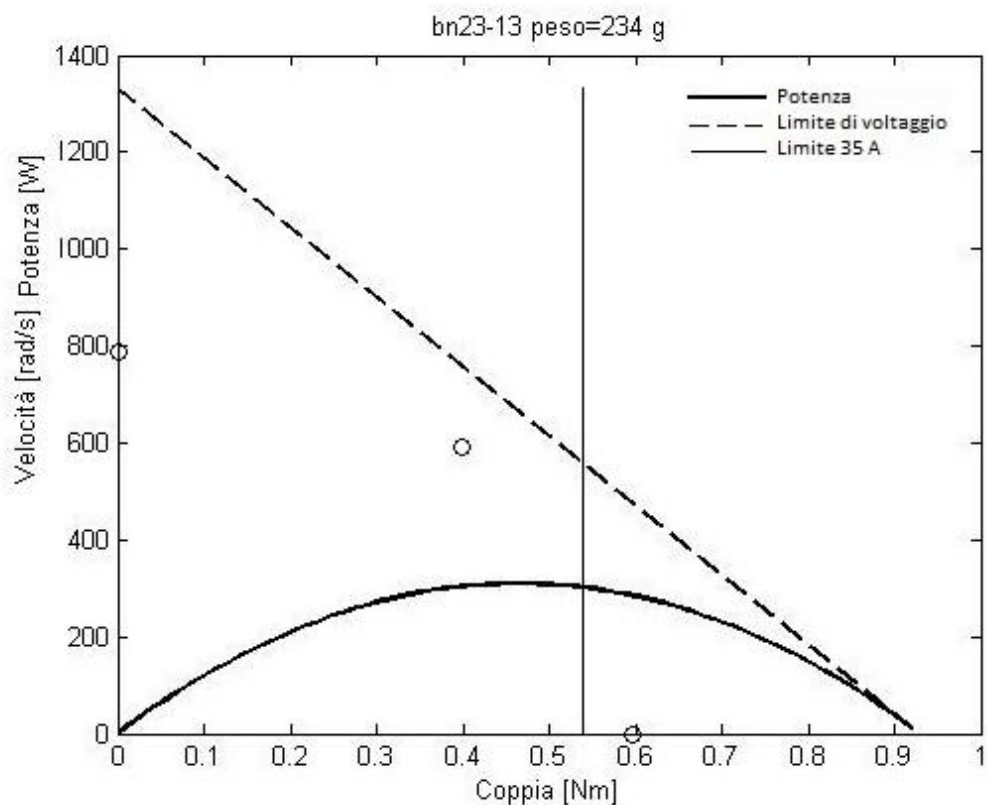


Figura 2-8 Mappa motore 23-13

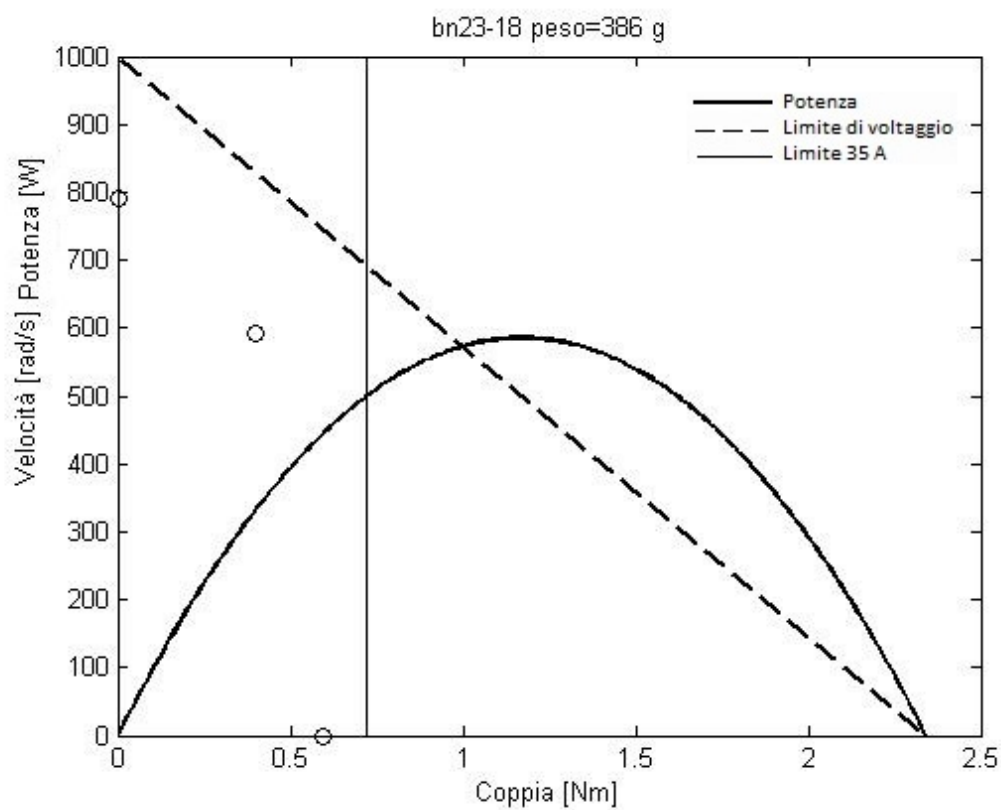


Figura 2-9 Mappa motore 23-18

Le combinazioni esaminate rappresentano in linea teorica scelte possibili di coppie motore-riduttore. Un esame ponderale e sulla taglia del motore permette di scegliere la combinazione più vantaggiosa.

Motore	Peso motore [kg]	Peso riduttore [kg]	Peso totale [kg]
bn 28-36	1.36 [26%]	3.7 [74%]	5.06
bn 28-44	1.73 [32%]	3.7 [68%]	5.43
bn 17-20	0.30 [30%]	0.7 [70%]	1.00
bn 17-25	0.38 [35%]	0.7 [65%]	1.08
bn 23-13	0.23 [15%]	1.3 [85%]	1.53
bn 23-18	0.39 [23%]	1.3 [77%]	1.69

Tabella 2-4 Confronto tra le combinazioni motore-riduttore possibili

Si vede come, per privilegiare la leggerezza, sia preferibile adottare un motore della serie 17-xx. Tra i due proposti in questa serie il *bn17- 25* garantisce un margine migliore sulle condizioni di funzionamento di specifica.

L'analisi prestazionale appena svolta mette in evidenza una tendenza tipica del motore brushless: le configurazioni migliori sono quelle per le quali le condizioni operative non differiscono molto da quelle per cui si ha il massimo della potenza disponibile.

Altra osservazione è quella riguardante la taglia dei motori. Per taglia del motore si intende il valore massimo della potenza esprimibile, cioè il valore massimo della parabola osservabile nei grafici esposti. Scegliendo un valore basso del rapporto di riduzione si è costretti a selezionare un motore di taglia molto maggiore rispetto al valore previsto dalla specifica.

Proseguire con l'aumento del rapporto di riduzione sembrerebbe essere una modalità per ridurre il peso globale ma si rivela una strada non percorribile. L'aumento di peso collegato ad un riduttore a due stadi potrebbe essere bilanciato dalla riduzione di peso del motore che, in quel caso sarebbe della serie 12-xx.

Si incontrano tuttavia due problemi che impediscono di agire in questo modo, per esempio con riduzione pari a 20 la velocità massima che il motore dovrebbe esprimere supera i limiti di velocità che il costruttore indica per l'albero veloce del riduttore e le condizioni di funzionamento a vuoto e nominali si spostano a velocità troppo alte rispetto ai limiti del motore.

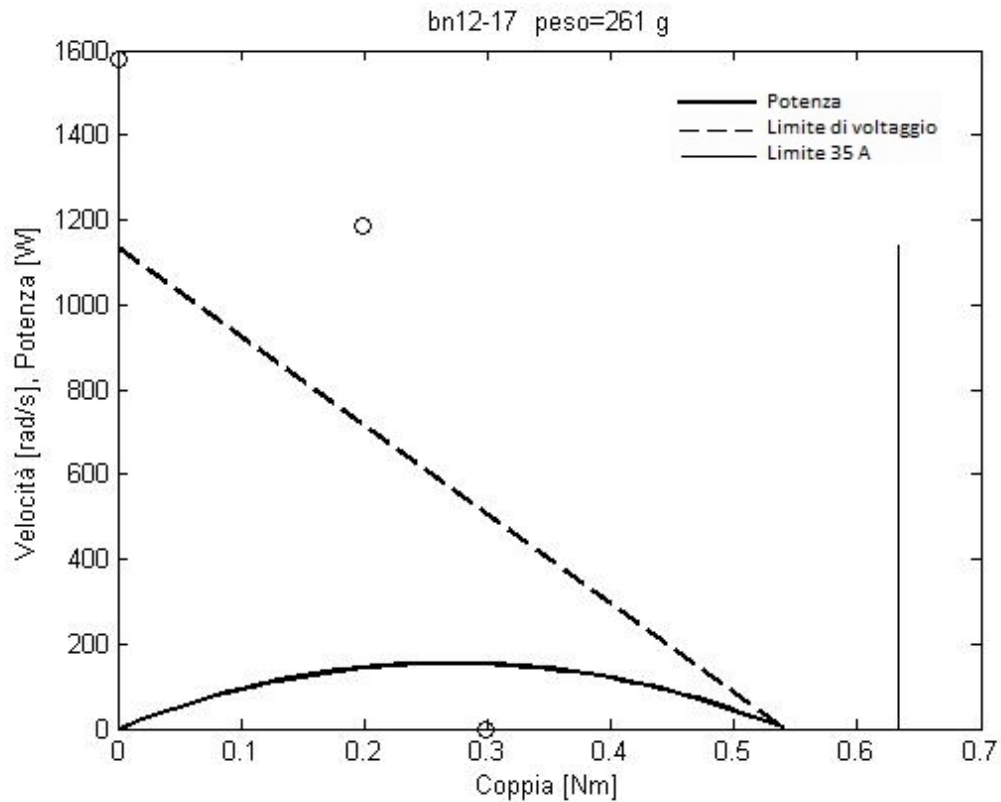


Figura 2-10 Mappa motore 12-17

2.2.2.2 Motore SR

Per quanto riguarda il motore di tipo SR i dati di catalogo disponibili risultano scarsi e di difficile reperibilità. Per questo motivo i parametri caratteristici del motore da installare sono stati ricavati in analogia con il caso del motore brushless. La procedura utilizzata è descritta nel paragrafo 4.5.

2.2.3 Vite di manovra

La vite di trasmissione è il componente che trasforma il moto rotatorio in uscita dalla scatola di riduzione in un moto lineare e rappresenta l'elemento di maggiore ingombro.

La specifica fornisce i carichi in termini di coppie aerodinamiche sulla superficie di controllo, è quindi necessario tradurre tali valori in termini di carico assiale sullo stelo della vite.

Si ottengono i seguenti valori:

Grandezza	Superficie di controllo	Vite
Carico massimo	450 [Nm]	7500 [N]
Carico nominale	300 [Nm]	5000 [N]
Velocità nominale (passo vite = 5 mm)	45 [°/s]	564 [rpm]

Tabella 2-5 Carichi sulla vite di manovra

La procedura di scelta della vite di manovra è descritta nel catalogo [8] e prevede come primo passo di ipotizzare la durata dell'attuatore.

La durata richiesta è stata calcolata prevedendo un utilizzo dell'attuatore di 1 ora al giorno per 4 missioni settimanali con una permanenza in servizio di 10 anni. Esprimendo il risultato in milioni di giri, come richiesto, si ottiene:

$$L_{mn} = 64.5 \quad \text{Durata in milioni di giri per la vite}$$

Adesso è possibile utilizzare la formula che permette di calcolare il carico dinamico richiesto alla vite.

$$C_{req} = F_{nom} \left[\frac{L_{mn}}{a_1} CS \right]^{1/3} \quad 6)$$

dove:

C_{req} = Carico dinamico richiesto per la vite [N]

F_{nom} = Forza di carico [N]

L_{mn} = Durata richiesta in milioni di giri

a_1 = Fattore correttivo per affidabilità al 99%

CS = Coefficiente di sicurezza = 2

Il fattore correttivo di affidabilità è necessario in quanto i dati di catalogo sono ricavati considerando le durate relative al 95% della popolazione dei componenti testati. Il coefficiente correttivo della casa costruttrice permette di estrapolare la affidabilità prevista al 99% che tuttavia contiene un grado di incertezza ancora eccessivo per una applicazione aeronautica. Al fine di avvicinare il risultato a quello che si otterrebbe con test affidabilistici dedicati si è deciso di inserire un coefficiente di sicurezza sulla durata richiesta pari a 2.

Si ottengono così i valori di carico dinamico per le vite da selezionare.

$$C_a = 46 \quad \text{Carico dinamico per vite a passo 5 mm [kN]}$$

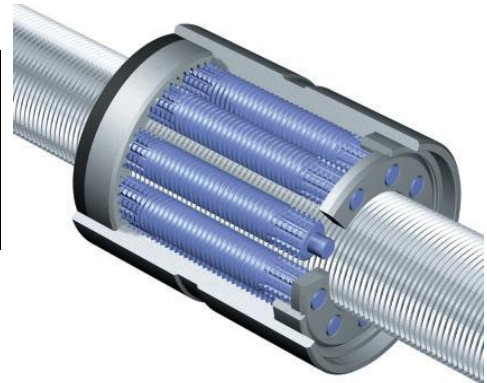
Conoscendo il carico dinamico è possibile selezionare la vite. Per ciascuna tipologia si è cercata la soluzione che garantisse il carico dinamico più vicino a quello desiderato.

A questo punto si deve decidere la tipologia di vite da impiegare tra quelle disponibili a catalogo:

- Viti a rulli planetari
- Viti a ricircolo di rulli
- Viti a ricircolo di sfere

Vite a rulli planetari: S R F 30·5R xx/xx G5 WPR

Carico dinamico [kN]	$C_a=50.4$
Diametro dello stelo [mm]	$d_0=30$
Peso della chiocciola [kg]	$m_n=1.2$
Peso dello stelo [kg/m]	$m_s=5.6$
Inerzia dello stelo [$\text{kg m}^2/\text{m}$]	$I_s=624 \cdot 10^{-7}$



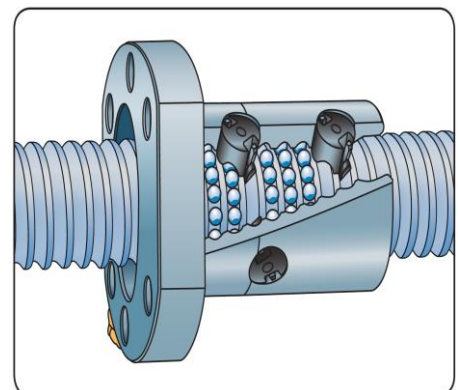
Vite a ricircolo di rulli: S V F 40·5R xx/xx G5 WPR

Carico dinamico [kN]	$C_a=49.9$
Diametro dello stelo [mm]	$d_0=40$
Peso della chiocciola [kg]	$m_n=1.2$
Peso dello stelo [kg/m]	$m_s=9.2$
Inerzia dello stelo [$\text{kg m}^2/\text{m}$]	$I_s=1840 \cdot 10^{-7}$



Vite a ricircolo di sfere

Nessuna vite soddisfa i requisiti



Si vede come delle due viti possibili sia preferibile selezionare quella a rulli planetari per ragioni di peso.

3 Modellazione fisico-matematica di un EMA con BLACM

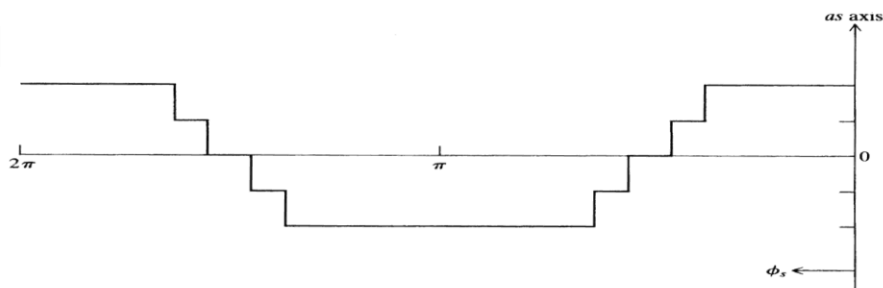
La modellazione della macchina è tesa ad analizzare le prestazioni simulando il comportamento dei componenti selezionati nella fase preliminare.

L'architettura del controllo dell'attuatore con motore Brushless di tipo sinusoidale ha l'obiettivo di realizzare l'inseguimento del comando di deflessione della superficie di comando dell'UAV. Il comando di estrazione viene realizzato dall'insieme motore-riduttore-vite ed è quindi controllato producendo una opportuna coppia elettromagnetica.

Il sistema di controllo prevede tre anelli di retroazione relativi a: posizione dello stelo, velocità angolare del motore, correnti di asse diretto e in quadratura.

Nella modellazione sono state fatte delle scelte:

- Il motore Brushless è stato modellato secondo gli assi diretto e in quadratura rotanti alla velocità rotorica. L'asse diretto coincide con la congiungente i due poli del magnete permanente e l'asse in quadratura è perpendicolare ad esso. Restano quindi descritti i campi magnetici generati dai tre avvolgimenti di fase (fissi) in termini di due componenti su assi rotanti.
- Si trascura l'induttanza di dispersione statorica: la terza componente di corrente che deve essere introdotta nel sistema di assi diretto-quadratura ha valore nullo.
- La trasformazione delle grandezze statoriche nel sistema di riferimento di cui al primo punto avviene secondo la matrice di Park scegliendo un fattore moltiplicativo pari a: $\sqrt{\frac{2}{3}}$.
- L'onda di flusso di campo magnetico che attraversa gli avvolgimenti di fase si assume di forma sinusoidale, si trascura quindi la irregolarità data dal passo finito delle cave statoriche.



➤ Figura 1 Irregolarità del campo magnetico al traferro dovuta alle cave statoriche di ampiezza finita [4]

- Si considera un rotore liscio per il quale la induttanza secondo l'asse diretto e secondo l'asse di quadratura coincidono.
- Si trascurano dispersioni di flusso magnetico al di fuori degli avvolgimenti e fenomeni di saturazione magnetica. Il flusso magnetico generato dagli avvolgimenti si può esprimere con una relazione lineare rispetto alla corrente circolante, la costante di proporzionalità è l'induttanza.
- Il comportamento delle tensioni in uscita dall'elettronica di potenza è descritto senza tenere conto delle dinamiche di risposta degli switch dell'inverter.
- I giochi meccanici del riduttore e della vite di manovra non vengono modellati

3.1 Trasformazione delle grandezze elettriche su assi $dq0$

Per semplificare la trattazione delle equazioni elettriche degli avvolgimenti si può applicare una trasformazione di variabili che coinvolge le grandezze caratteristiche del motore elettrico. Considerando uno statore trifase alimentato da una terna di correnti sinusoidali, è utile trasformare il sistema di riferimento da solidale allo statore (sistema abc) a solidale al rotore (sistema $qd0$).

Lo scopo principale di tale sostituzione di assi è la eliminazione della dipendenza dell'autoinduttanza di ciascuna fase e delle mutue induttanze dalla posizione angolare del rotore. Ovviamente la scelta del riferimento non deve alterare la situazione elettromagnetica descritta dalle variabili in questione: le nuove correnti che saranno definite producono lo stesso campo magnetico delle reali correnti di fase. Le nuove correnti (i_d, i_q, i_0) che vengono definite sono tre ma nel caso in esame, solo due di esse (i_d, i_q) assumono valori diversi da zero lasciando alla terza la rappresentazioni del flusso statorico disperso. La matrice che trasforma le grandezze tra i due sistemi di riferimento è:

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \\ f_o \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \delta & \cos(\delta - 120^\circ) & \cos(\delta + 120^\circ) \\ -\sin \delta & -\sin(\delta - 120^\circ) & -\sin(\delta + 120^\circ) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a^s \\ f_b^s \\ f_c^s \end{bmatrix}$$

Tabella 3-1 Trasformazione da assi *abc* ad assi *qd0* [4]

Dove δ rappresenta l'angolo elettrico del rotore, collegato alla posizione meccanica dello stesso da:

$$\delta = \Theta_m P \quad 7)$$

con Θ_m posizione del rotore e P numero di coppie polari del rotore.

La trasformazione inversa che permette di valutare le correnti di fase note le grandezze *qd0*, può essere trovata risolvendo il sistema formato dalle equazioni di tabella 3-1.

Il campo magnetico del rotore è creato dai magneti permanenti montati su di esso e si considera totalmente allineato con l'asse *d* cioè con la direzione Sud-Nord del magnete. Il valore del campo generato dai magneti permanenti è definito λ_m ed è stato ricavato per il motore in esame a partire dal valore della costante di coppia K_t da catalogo.

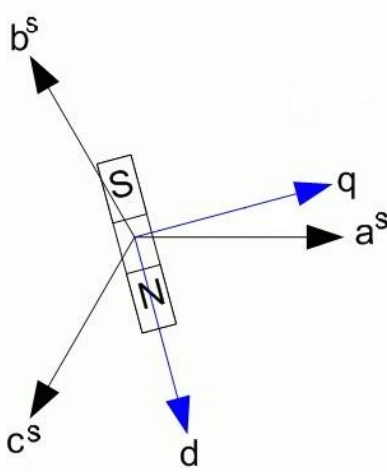


Figura 3-1 Sistema di assi diretto-quadratura per motore Brushless

3.2 Dinamica elettrica delle fasi

La dinamica elettrica degli avvolgimenti di fase viene scritta nel sistema di riferimento *qd0*:

$$v_q = r_s i_q + \omega_e (L_d i_d + \lambda_m) + L_q \frac{d(i_q)}{dt} \quad 8)$$

$$v_d = r_s i_d - \omega_e L_q i_q + L_d \frac{d(i_d)}{dt} \quad 9)$$

dove

r_s : Resistenza degli avvolgimenti

ω_e : Velocità elettrica di rotazione ($\omega_e = \omega_m P$ con ω_m velocità di rotazione del rotore)

L_d, L_q : Induttanza di asse diretto e di asse in quadratura

i_d, i_q : Corrente di asse diretto e di asse

Si vede come la semplificazione introdotta permetta di utilizzare dei valori costanti (e in questo studio uguali) per quanto riguarda le caratteristiche di induttanza del motore. In tal modo le equazioni differenziali divengono del tipo a coefficienti costanti e permettono l'applicazione di efficaci strumenti di analisi.

3.3 Coppia elettromagnetica

La coppia elettromagnetica si ricava da un bilancio tra potenza istantanea in ingresso e in uscita al motore:

$$T_e = \sqrt{\frac{3}{2}} P [\lambda_m i_q + (L_d - L_q) i_q] \quad 10)$$

Nel caso in esame il secondo addendo vale 0 (i_d viene comandata nulla) quindi:

$$T_e = \sqrt{\frac{3}{2}} P \lambda_m i_q \quad 11)$$

Si comprende da tale espressione come sia necessario formulare il comando di corrente in termini di i_q . Questa esigenza costringe ad una doppia trasformazione del sistema di riferimento: in primo luogo da grandezze di fase a sistema $dq0$, a valle del controllore in senso inverso.

3.4 Dinamica del moto

Per scrivere la legge di variazione della posizione angolare del rotore si sfrutta la seconda equazione cardinale della meccanica:

$$J_{tot} \ddot{\theta} = T_e - T_l - T_{coulombiano}^{attrito} - T_{visc}^{attrito} \quad 12)$$

dove:

θ = Posizione angolare del rotore [rad]

J_{tot} = Inerzia equivalente del cinematismo calcolata all'albero del motore [kg m²]

T_e = Coppia elettrica del motore [N m]

T_l = Coppia di carico riferita al motore [N m]

$T_{coulombiano}^{attrito}$ = Coppia di attrito coulombiano [N m]

$T_{visc}^{attrito}$ = Coppia di attrito viscoso [N m]

Le coppie di attrito sono state inserite nel modello secondo una stima che le descrive nel seguente modo:

- Si considera $T_{coulombiano}^{attrito}$ pari al 5% della coppia richiesta al motore in condizione di massimo carico sulla superficie da controllare. Il verso di tale momento è sempre opposto al senso di rotazione del motore.
- Si definisce $T_{visc}^{attrito} = B_{visc}^{attrito} w$ con w velocità di rotazione e $B_{visc}^{attrito}$ costante di attrito. La costante è scelta in modo da creare alla velocità massima del motore una coppia pari al 5% della coppia richiesta al motore in condizione di massimo carico.

Il calcolo dell'inerzia equivalente è necessario per trasferire i carichi esterni e quelli inerziali all'albero del motore elettrico e scrivere così la seconda equazione cardinale.

Il calcolo di tale parametro consiste nella scrittura di una relazione di uguaglianza tra l'energia cinetica del sistema reale e quella relativa al sistema ideale di inerzia J_{tot} . Il confronto viene svolto a parità di velocità angolare.

$$\frac{1}{2} J_{tot} w_m^2 = \frac{1}{2} \left(J_{tot} w_m^2 + J_{gear} w_m^2 + J_{shaft} \left(\frac{w_m^2}{\tau_g^2} \right) + m_{nut} \left(\frac{w_m}{\tau_g} \frac{p}{2\pi} \right)^2 + J_{sup} \left(\frac{w_m}{\tau_g b} \frac{p}{2\pi} \right)^2 \right) \quad 13)$$

dove:

w_m = Velocità angolare del rotore [rad/s]

J_{shaft} = Inerzia dell'albero della vite di manovra [kg m²]

J_{gear} = Inerzia del riduttore riferito all'albero di ingresso [kg m²]

τ_g = Rapporto di riduzione della gearbox []

m_{nut} = Massa della chiocciola della vite di manovra [kg]

J_{sup} = Inerzia della superficie di controllo [kg m²]

b = Braccio di attuazione tra cerniera e attacco dell'attuatore [m]

p_s = Passo della vite di manovra [m]

3.5 Controllo dell'attuatore

Per come i diversi componenti sono stati modellati, è possibile analizzare il sistema con strumenti dedicati alla trattazione di sistemi Lineari-Tempo-Invarianti. Si è visto infatti come le equazioni differenziali che descrivono i diversi sottosistemi siano a coefficienti costanti. Il risultato dello studio così impostato sarà la definizione di blocchi di controllo in grado di portare il sistema alle prestazioni richieste.

3.5.1 Loop di corrente

I primi elementi analizzati sono quelli relativi all'anello di retroazione sulle correnti di asse diretto e in quadratura.

Ciascuna delle due dinamiche di corrente (asse diretto e in quadratura), viene schematizzata in ‘ciclo aperto’ come segue.

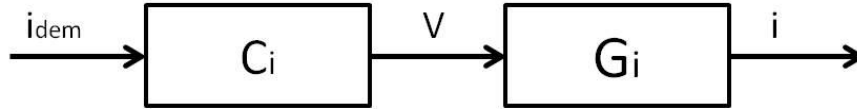


Figura 3-2 Controllo di corrente

dove:

C_i = Funzione di trasferimento del controllore di corrente

G_i = Funzione di trasferimento della dinamica di corrente di asse diretto o di asse in quadratura.

La f.d.t. del controllore in questo caso è una costante moltiplicativa seguita da un integratore: si adotta un controllo proporzionale integrale.

$$C_i = \frac{V(s)}{i_{dem}(s)} = K_i \frac{s + z_i}{s} \quad 14)$$

dove:

i_{dem} = Corrente comandata [A]

V = Voltaggio comandato [V]

z_i = Zero dell'integratore di bassa frequenza

La f.d.t. della dinamica di corrente è tratta dalle equazioni che ne descrivono la risposta nel dominio del tempo. Si prenda ad esempio il comportamento relativo all'asse d :

$$v_d = r_s i_d - \omega_e L_q i_q + L_d \frac{d(i_d)}{dt} \quad 15)$$

In questa equazione si applica una semplificazione che sarà adottata anche nel seguito quando si scriveranno le f.d.t. di altre dinamiche: il secondo termine risulta costante se valutato in intervalli di tempo caratteristici della dinamica di corrente. In questo modo si sta assumendo che cambiamenti di corrente avvengano a frequenze molto maggiori rispetto ai cambiamenti di velocità e si realizza una schematizzazione del fenomeno a rotore bloccato.

Si ottiene così la seguente f.d.t.

$$G_i^d(s) = \frac{i(s)}{V(s)} = \frac{1}{L_d s + r_s} \quad 16)$$

La stessa funzione descrive anche la risposta della corrente sull'asse di quadratura in quanto il controllo che viene scelto prevede di annullare la corrente di asse diretto. Le due dinamiche sono così equivalenti. Si ricorda l'equazione che descrive la dinamica elettrica di quadratura.

$$v_q = r_s i_q + \omega_e \lambda_m + L_q \frac{d(i_q)}{dt} \quad 17)$$

I sensori di corrente che chiudono l'anello di controllo sono schematizzati come dei sistemi del primo ordine con una costante di tempo ricavata da cataloghi. Si fa notare come a questo stadio della modellazione si considerino i sensori come montati su ipotetici conduttori su cui scorrono le correnti del sistema $dq0$. In realtà i sensori sono montati sulle fasi del motore e rilevano quindi le correnti nel sistema reale abc . Ai fini della sintesi dei controllori tuttavia la scelta effettuata non introduce differenze di sorta.

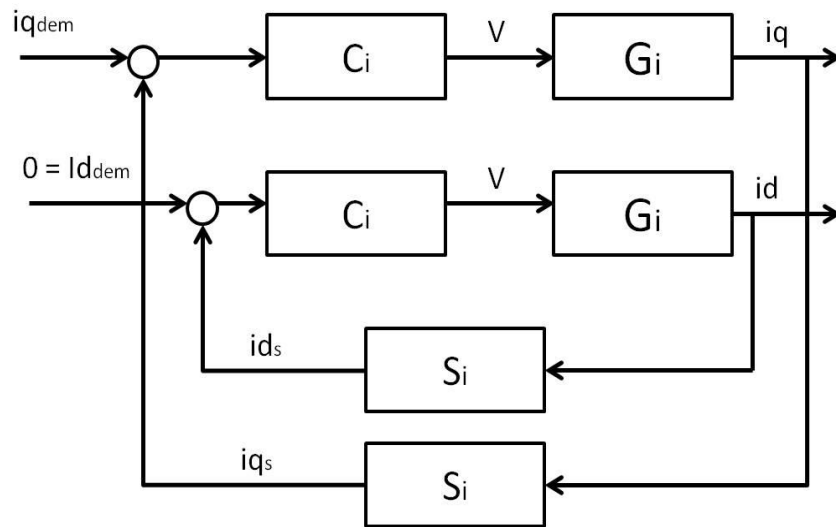


Figura 3-3 Ciclo chiuso di corrente diretta e quadratura

S_i rappresenta la f.d.t dei sensori di corrente.

$$G_i^{sen}(s) = \frac{i_s(s)}{i(s)} = \frac{1}{\frac{1}{p_{cs}}s + 1} \quad 18)$$

dove

p_{cs} = Polo del sensore di corrente

Lo studio prosegue sull'analisi della f.d.t. di ciclo chiuso. In analogia con quanto detto per la funzione di ciclo aperto, la dinamica del sensore viene considerata molto più veloce di quella degli avvolgimenti e quindi trascurata. Lo zero dell'integratore si considera di bassa frequenza rispetto alle dinamiche considerate.

$$G_i^{cc}(s) = \frac{i_q(s)}{i_q^s(s)} = \frac{\frac{K_i}{R + K_i}}{\frac{L}{R + K_i}s + 1} = \frac{\hat{K}_i}{\frac{s}{p_c} + 1} \quad 19)$$

dove

K_i = Guadagno del controllore proporzionale

p_c = Polo della dinamica di corrente in ciclo chiuso

\hat{K}_i = Guadagno statico del loop

A questo punto si può decidere il guadagno K_i imponendo il requisito di banda passante che si desidera ottenere per la dinamica di corrente. Si decide di imporre una separazione di una decade tra le tre diverse dinamiche (posizione, velocità, corrente), quindi il requisito da soddisfare è una banda passante di 700 Hz.

Avendo trovato un comportamento del primo ordine è necessario ottenere:

$$p_c = f_b^{des} 2 \pi \quad 20)$$

Quindi

$$K_i = (f_{bi}^{des} 2 \pi) L - R \quad 21)$$

dove

f_{bi}^{des} = Banda passante desiderata per la dinamica elettrica [Hz]

3.5.2 Loop di velocità

Considerazioni di separazione in frequenza analoghe a quanto visto per la dinamica di corrente si applicano allo studio del comportamento in velocità.

L'equazione meccanica sulla velocità angolare si scrive infatti considerando le seguenti ipotesi:

- La corrente di quadratura si considera coincidente con quella comandata in quanto la corrente arriva a regime in tempi molto piccoli rispetto ai tempi di variazione dei valori di velocità.
- L'equazione meccanica sulla rotazione del rotore viene scritta in assenza di carico esterno e di attriti.

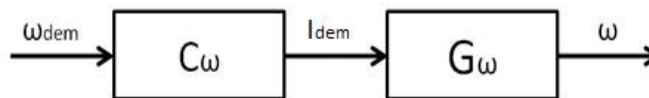


Figura 3-4 Controllo di velocità

dove:

ω_{dem} = Velocità comandata [rad/s]

I_{dem} = Corrente di quadratura comandata [A]

C_ω = Funzione di trasferimento del controllore di corrente ($=K_\omega$ controllo proporzionale)

G_ω = Funzione di trasferimento della dinamica di velocità angolare rotorica

con:

$$G_\omega(s) = \frac{\omega(s)}{I_{dem}(s)} = \frac{K_t}{J_{tot} s} \frac{i_q}{I_{dem}} \cong \frac{K_t}{J_{tot} s} \quad 22)$$

Analizzando il ciclo chiuso si ottiene la f.d.t. che lega la velocità di rotazione comandata alla velocità effettiva.

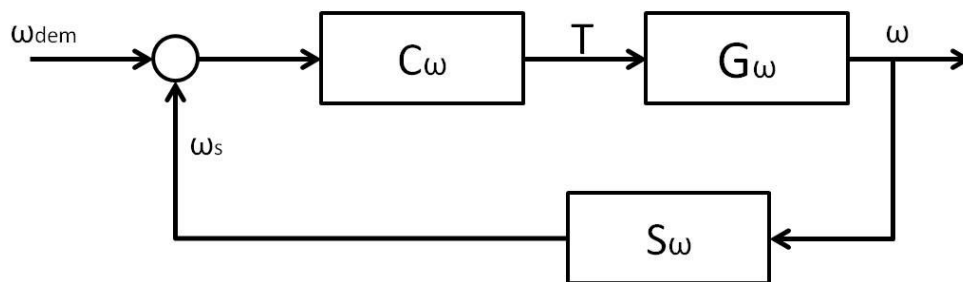


Figura 3-5 Ciclo chiuso di velocità

S_ω rappresenta la f.d.t dei sensori di corrente:

$$G_\omega^{sen}(s) = \frac{\omega_s(s)}{\omega(s)} = \frac{1}{\frac{1}{p_{cc\omega}}s + 1} \quad (23)$$

dove

$p_{cc\omega} = \text{Polo del sensore di velocità}$

Il sensore di velocità non sarà presente nel sistema simulato in quanto il segnale ω_s sarà derivato dall'uscita dell'encoder ottico. Al fine di studiare la sintesi del controllo si introduce tuttavia un sensore fittizio con una banda passante analoga a quella di sensori in commercio .

La funzione di trasferimento di ciclo chiuso è scritta trascurando la dinamica del sensore per considerazioni analoghe a quanto visto in precedenza.

$$G_\omega^{cc}(s) = \frac{\omega(s)}{\omega_{dem}(s)} = \frac{K_t K_\omega}{J_{tot}s + K_t K_\omega} = \frac{1}{\frac{s}{p_\omega} + 1} \quad (24)$$

dove:

$K_t = \text{Costante di coppia del motore Moog bn17-25 [Nm/A]}$

$K_\omega = \text{Guadagno del controllore proporzionale di velocità}$

$p_c = \frac{K_t K_\omega}{J_{tot}}$ Espressione approssimata del polo della dinamica di velocità angolare ciclo chiuso

Come nel caso del controllo di corrente si decide il valore del guadagno imponendo una banda passante che deriva da quella di specifica sulla attuazione di posizione. In questo caso la prestazione da ricercare è una banda di 70 Hz.

$$p_\omega = f_{b\omega}^{des} 2\pi \quad (25)$$

Quindi

$$K_\omega = \frac{p_\omega J_{tot}}{K_t} \quad (26)$$

dove

$f_{b\omega}^{des} = \text{Banda passante desiderata per la dinamica di velocità [Hz]}$

3.5.3 Loop di posizione

Il loop sulla posizione dello stelo dell'attuatore è stato studiato in modo perfettamente analogo a quanto detto per gli altri due anelli di retroazione. Anche in questo caso si applicano le semplificazioni di separazione in frequenza: il controllo di velocità si considera ad inseguimento istantaneo vista la dinamica più veloce.

Per collegare lo spostamento lineare dello stelo alla rotazione del motore si fa uso di relazioni geometriche di semplice derivazione.

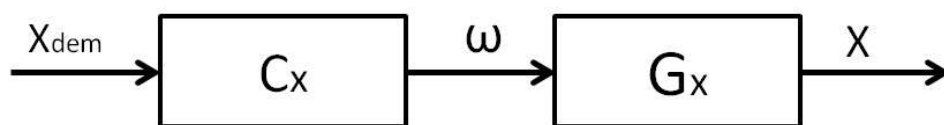


Figura 3-6 Controllo di posizione

$$\dot{X} = \frac{p_s}{\tau_g 2 \pi} \omega \quad 27)$$

dove:

\dot{X} = Velocità di estrazione/retrazione dello stelo della vite [m/s]

X = Posizione lineare dello stelo della vite [m]

τ_g = Rapporto di trasmissione del riduttore

p_s = Passo della vite di manovra [m]

Passando al ciclo chiuso:

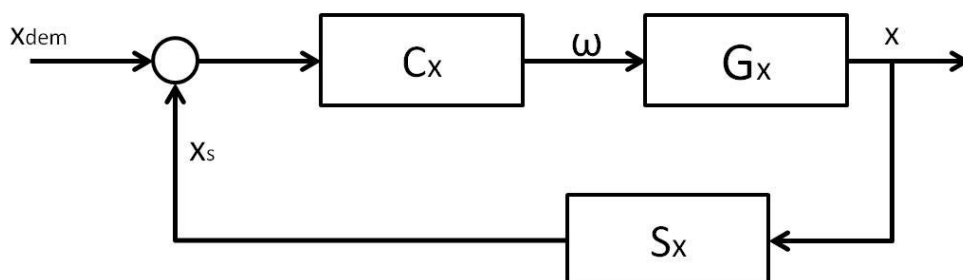


Figura 3-7 Ciclo chiuso di posizione

Il sensore di posizione schematizzato in questo caso è un LVDT le cui caratteristiche dinamiche sono state ricavate da dispositivi simili. Si omette la f.d.t. in quanto perfettamente analoga a quanto visto per gli altri sensori.

Il controllore C_x è proporzionale e segue la stessa simbologia vista in precedenza.

La f.d.t. di ciclo chiuso è:

$$G_x^{cc}(s) = \frac{x(s)}{x_{dem}(s)} = \frac{K_x \left(p_s / 2 \pi \tau_g \right)}{s + K_x \left(p_s / 2 \pi \tau_g \right)} = \frac{1}{\frac{s}{p_x} + 1} \quad 28)$$

Con ovvio significato dei simboli.

Imponendo adesso l'effettivo requisito di banda passante da specifica, si ottiene:

$$p_x = f_{bx}^{des} 2 \pi \quad 29)$$

Quindi

$$K_x = \frac{p_x \tau_g}{l_s} \quad 30)$$

con

$$l_s = \frac{p_x}{2 \pi} \text{ Lead della vite di manovra [m]}$$

4 Modellazione fisico-matematica di un EMA con motore SR

Come nel caso della versione con motore Brushless il sistema di controllo prevede tre anelli di retroazione relativi a: posizione dello stelo, velocità angolare del motore, correnti di fase.

A differenza di quanto fatto in precedenza, sarà considerato anche il comportamento del blocco di elettronica di potenza che realizza la modulazione PWM. Mentre nel caso con motore Brushless si considera di implementare una complessa strategia con vettori di posizione, nel caso presente si adotta una strategia più semplice.

Per lo sviluppo del modello è stato necessario effettuare alcune ipotesi semplificative:

- Si considera, nella trattazione del comportamento del motore, una legge di variazione della induttanza ai capi di ogni fase dipendente solamente dalla posizione angolare del rotore. Vengono cioè trascurate le variazioni di induttanza dovute a fenomeni di isteresi.
- La strategia di pilotaggio delle fasi scelta è del tipo *Current Hysteresis Control* e prevede infatti un anello di retroazione che agisce sul valore della corrente di ciascuna fase.
- La strategia di alimentazione delle fasi è del tipo ad angoli di commutazione fissati. Non si prevede quindi di modificare gli istanti di alimentazione seguendo le esigenze di velocità del motore.
- Il comportamento delle tensioni in uscita dall'elettronica di potenza è descritto da un blocco di simulazione che non tiene conto delle dinamiche di risposta degli switch dell'inverter. Anche la resistenza associata agli switch è stata trascurata.
- È stato deciso di modellare il comportamento dei diodi dell'inverter come una resistenza variabile tra due valori; un valore elevato è associato allo stato di tensione che blocca il passaggio di corrente, un valore piccolo all'altro stato. Nello stato di bloccaggio si considera quindi un passaggio di corrente trascurabile.

4.1 Caratteristiche di accoppiamento magnetico statore-rotore

Il funzionamento del motore SR dipende in maniera determinante dalle caratteristiche di autoinduttanza che si realizzano nelle singole fasi al variare della posizione rotorica.

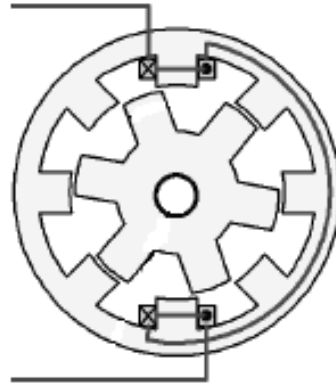


Figura 4-1 Geometria di motore SR [7]

Il profilo di variazione per una fase è, con le ipotesi fatte, come quello mostrato in figura 4-2.

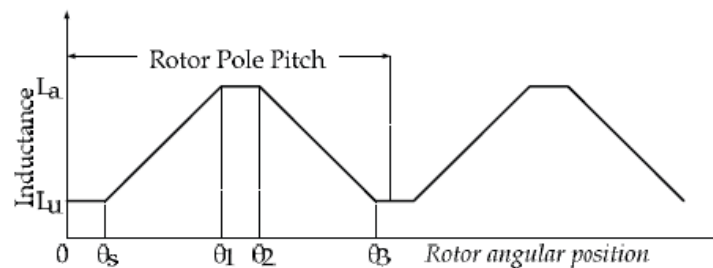


Figura 4-2 Profilo della induttanza di fase al variare della posizione rotorica [7]

Le condizioni di minimo della induttanza si hanno per le posizioni non allineate tra espansioni rotoriche e statoriche. Il massimo si ha nei momenti in cui tra le due espansioni di una fase si crea un percorso magnetico che passa interamente nel materiale del rotore.

Il profilo può avere un andamento triangolare e non trapezoidale nel caso in cui le espansioni di statore e rotore abbiano la stessa ampiezza angolare.

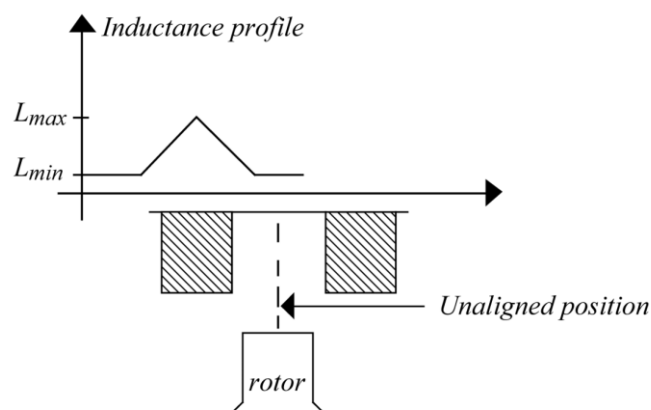


Figura 4-3 Accoppiamento rotore-statore: caso con espansioni statoriche e rotoriche della stessa ampiezza [7]

4.2 Dinamica elettrica delle fasi

La descrizione matematica della macchina SRM parte dal bilancio delle tensioni su ciascuna fase statorica:

$$V = RI + \frac{d\Psi}{dt} \quad 31)$$

dove

R = Resistenza di fase [Ohm]

Ψ = Flusso magnetico nella fase [Wb]

V = Voltaggio ai terminali [V]

I = Corrente di fase [A]

La precedente relazione si può espandere tenendo conto della dipendenza del flusso dalla corrente e dalla posizione angolare:

$$V = RI + \frac{d\Psi}{dI} \frac{dI}{dt} + \frac{d\Psi}{d\Theta} \frac{d\Theta}{dt} = RI + L(\Theta) \frac{dI}{dt} + \frac{dL(\Theta)}{d\Theta} i \omega \quad 32)$$

con

Θ = Posizione angolare del rotore [rad]

$\frac{d\Psi}{dI} = L(\Theta)$ Induttanza della fase in esame [H]

$\frac{d\Theta}{dt} = \omega$ Velocità di rotazione del rotore [rad/s]

La presenza di una dinamica elettrica che comprende fenomeni di tipo induttivo fa capire come un andamento perfettamente fedele ad un gradino sia impossibile da realizzare.

4.3 Coppia elettromagnetica

La macchina si può adesso descrivere con una funzione che dipenda solamente dalla posizione Θ e dalle correnti nelle n fasi (I_n) per esempio la energia magnetica, $W(\Psi_n, I_n)$ oppure la coenergia

$\bar{W}(\Theta, I_n)$. Se si considerano le ipotesi esposte in precedenza energia magnetica e coenergia coincidono.

$$W(\Psi_n, I_n) = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n \Psi_i I_i \quad (33)$$

Dove se si introduce la dipendenza lineare fra flusso prodotto e corrente circolante si trova:

$$W(\Psi_n, I_n) = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n L_i(\Theta) I_i^2 \quad (34)$$

È possibile, in seguito ad una applicazione del *Principio dei Lavori Virtuali* esprimere la coppia meccanica per un motore ad n fasi come:

$$T = \frac{d[W(\Psi_n, I_n)]}{d\Theta} = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n \frac{d[L_i(\Theta)]}{d\Theta} I_i^2 \quad (35)$$

Si noti come la il segno della corrente non influisce sul contributo di coppia di ciascuna fase in quanto la quantità appare elevata al quadrato.

All'interno di questa espressione si può tenere conto degli effetti di saturazione magnetica qualora si conosca la variazione di induttanza secondo corrente e posizione angolare grazie a grafici come quello visibile in figura 4-5. In tal caso le funzioni legate all'induttanza dipendono anche dalla corrente circolante.

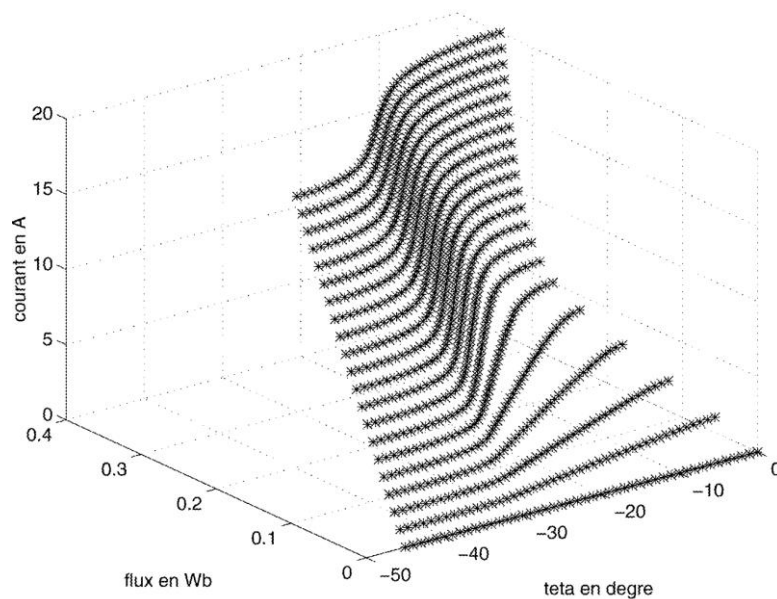


Figura 4-4 Legame Corrente-Flusso-Posizione rotorica per motore SR [7]

Il profilo ideale di corrente che si potrebbe ottenere con un controllo ad inseguimento perfetto è quello che prevede di creare corrente solamente dove la derivata dell'induttanza ha valore non nullo. Quando si alimenta il settore angolare in corrispondenza dell'aumento di induttanza, si otterrà una coppia positiva. Al contrario per avere una coppia negativa in uscita si deve creare corrente nella fase decrescente dell'induttanza.

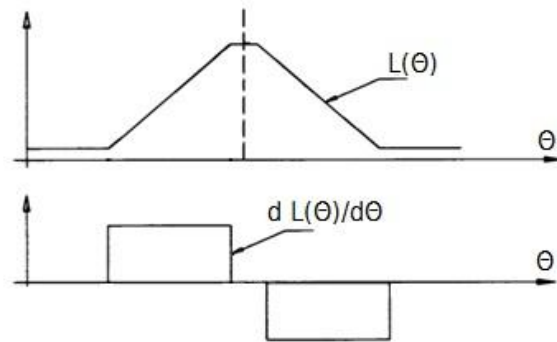


Figura 4-5 Profilo di induttanza e della sua derivata in funzione della posizione rotorica

In realtà l'andamento della corrente che si riesce ad ottenere è diverso da quello ideale a causa della dinamica elettrica degli avvolgimenti statorici, si vedano le figura 4-8 e 4-9 .

Per realizzare un funzionamento bidirezionale in termini di coppia erogata, è necessaria una logica di controllo capace di modificare la posizione del treno di impulsi di voltaggio.

In questo lavoro di tesi si sono impostati dei valori di alimentazione che, a seconda dell'intervallo angolare si comportano in maniera differente. Per esempio per una richiesta di coppia positiva si avrà:

- Una fase di generazione di corrente nella quale il voltaggio è modulato per realizzare un valore di corrente sintetizzato dall'elettronica di controllo. Questa fase coincide con il tratto crescente del profilo di induttanza.
- Una fase di abbattimento della corrente in cui la tensione di alimentazione non viene modulata ma semplicemente impostata sul massimo valore negativo ottenibile. Questa fase permane per una porzione del tratto ad induttanza costante del profilo di $L_i(\theta)$.

La ragione per cui sono previste fasi di alimentazione pari a $-V_s$ (con V_s che rappresenta la tensione di alimentazione) è forzare la corrente di fase verso un valore nullo in modo da non avere coppia di segno indesiderato. Nel caso in cui la corrente abbia un valore residuo non nullo in presenza del

fronte di discesa della induttanza si avrebbe (eq 33) un contributo di coppia negativo a fronte di una richiesta opposta.

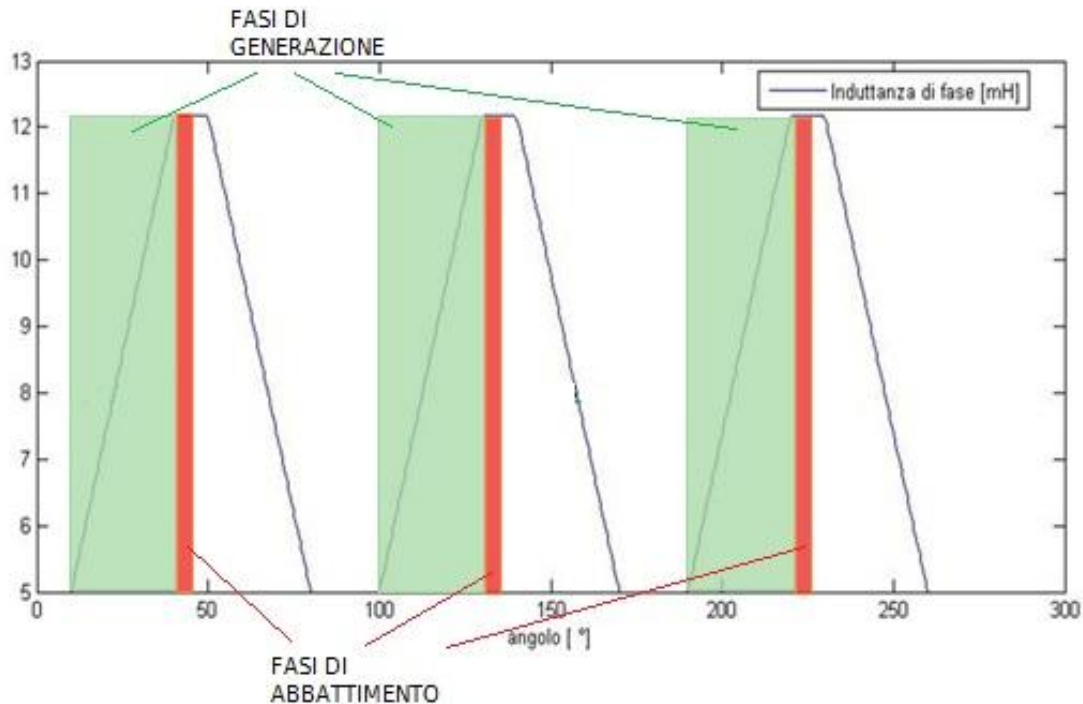


Figura 4-6 Fasi di creazione e abbattimento della corrente

In caso di richiesta di coppia negativa le fasi sono equivalenti ma collocate nel tratto in cui il segno della pendenza $\frac{d[L_i(\theta)]}{d\theta}$ ha segno negativo.

I segnali di tensione appena descritti costituiscono i riferimenti di tensione per l'elettronica di potenza che ne realizza l'effettiva applicazione alle fasi secondo la strategia PWM. Il modello di simulazione implementato realizza i due diversi tipi di pilotaggio a seconda del segno dell'errore tra velocità misurata e desiderata.

4.4 Controllo dell'attuatore

Il sistema di ciclo chiuso che è stato ideato per l'attuatore ha come obiettivo l'inseguimento di un comando di deflessione della superficie di controllo del velivolo UAV. Tale comando si riflette in una richiesta di estrazione o retrazione dello stelo della vite di manovra che entra come riferimento nel modello. Il controllo mira ad una efficace azione di coppia esercitata dal motore SR. Anche in questo caso il controllo si compone di tre anelli di retroazione concentrici su: corrente di fase,

velocità, posizione. Ciascun controllore riceve il comando da inseguire dal controllore di livello superiore.

La determinazione dei guadagni di chiusura e delle caratteristiche controllori non avviene in questo caso con una analisi linearizzata. Le equazioni in esame infatti non permettono una agevole applicazione di strumenti di analisi per sistemi LTI come visto per il caso con motore Brushless.

4.4.1 Controllo in corrente

Il controllore di corrente su ciascuna fase è del tipo proporzionale integrale e, come detto agisce solo durante le fasi di generazione di corrente. La corrente da inseguire viene dal controllore di velocità e viene confrontata con l'effettiva corrente di fase trasmessa dal sensore di corrente dedicato. Questo blocco è sovrapponibile a quello visto nel paragrafo 3.5.1 .

I tre avvolgimenti e i relativi controlli sono modellati in modo identico ma si differenziano per un valore di offset sulla posizione angolare che ne rende la disposizione.

In seguito all'ingresso nel blocco di controllo della corrente di un comando di coppia positiva si osserva un andamento della corrente esemplificato in figura 4-8.

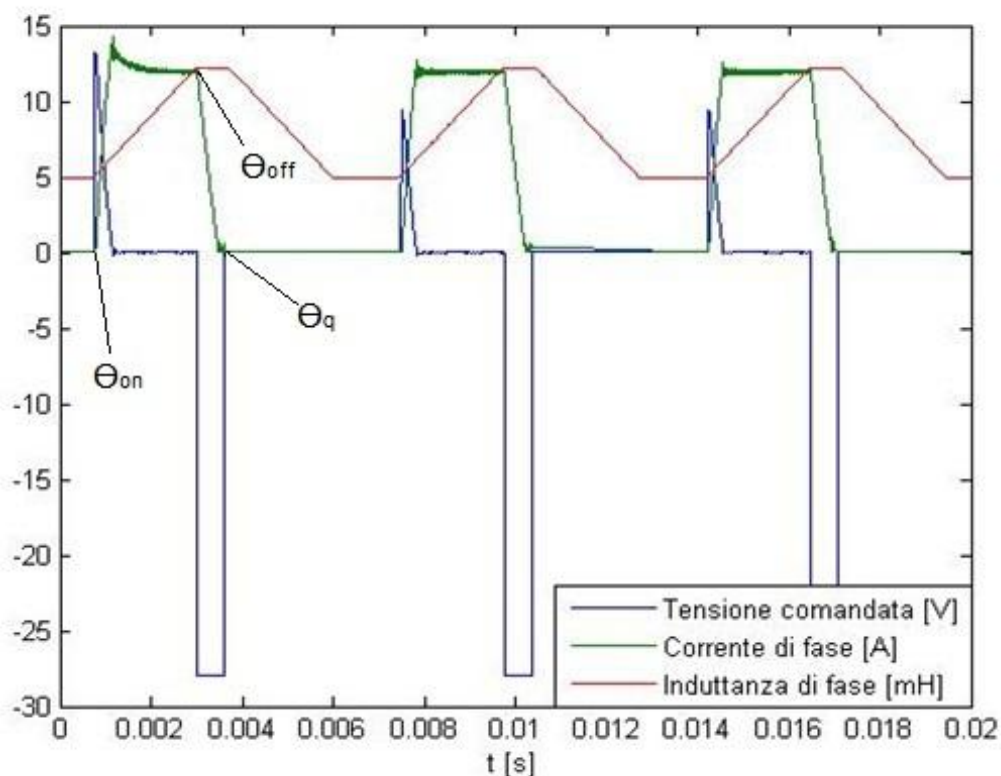


Figura 4-7 Esempio di andamenti per $w=0.2 W_{max}$, errore 2% W_{max}

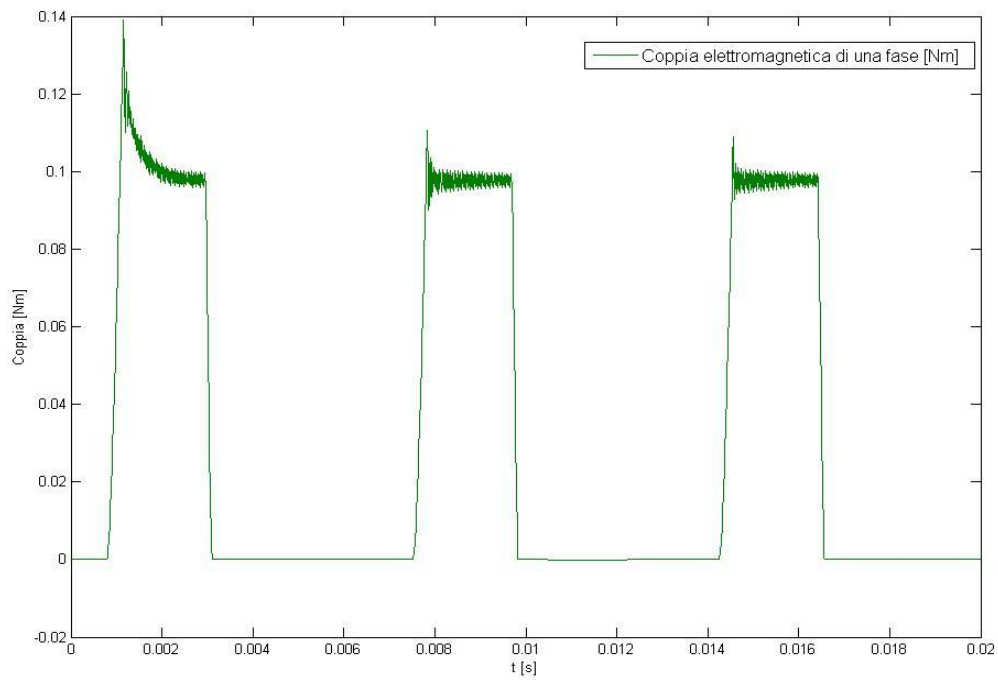


Figura 4-8 Coppia in caso di richiesta positiva

Al contrario per un comando di coppia negativo:

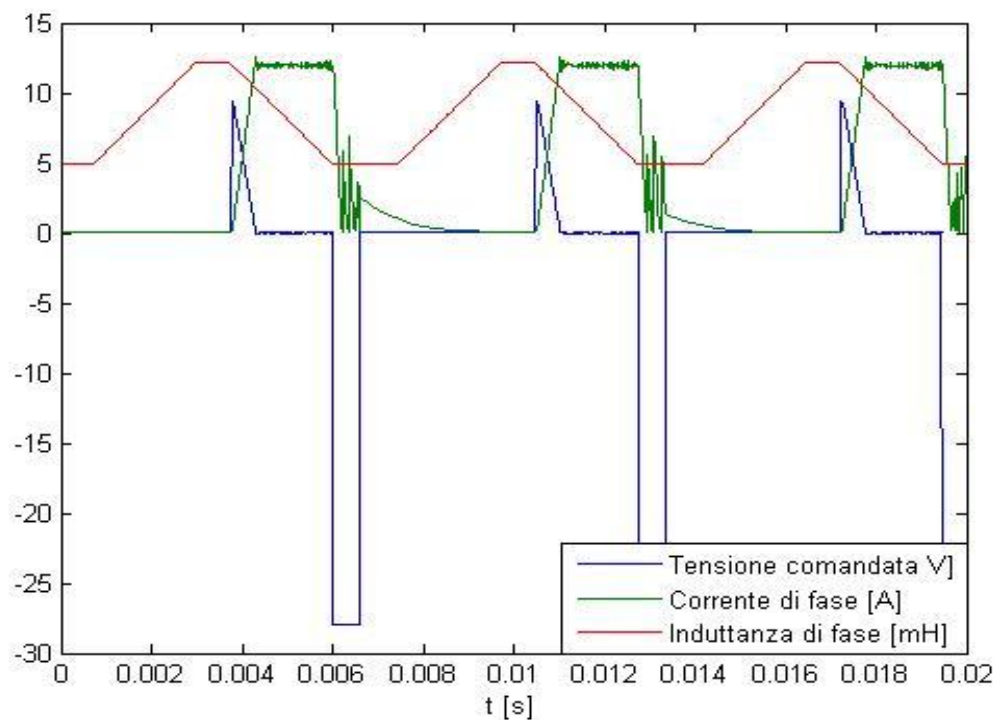


Figura 4-9 Esempio di andamenti per $w=0.2 W_{max}$, errore 2% W_{max}

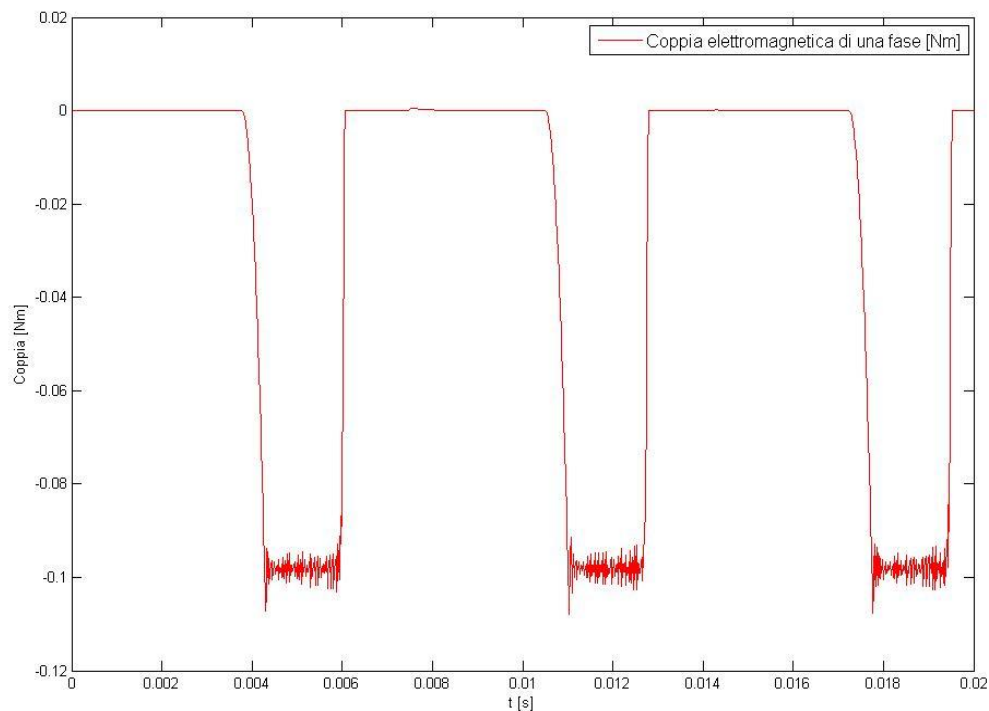


Figura 4-10 Coppia in caso di richiesta negativa

Si vede come nella fase di generazione di corrente (tratto $\Theta_{on} - \Theta_{off}$) la tensione sia imposta dalla logica di controllo scelta. Al contrario nelle fasi di abbattimento della corrente (tratto $\Theta_{off} - \Theta_q$) la tensione rimane costante e pari al valore massimo negativo.

Da questi andamenti si vede una tendenza peculiare del motore SRM: la corrente che si costruisce per ottenere una coppia negativa ha un tempo di assestamento maggiore rispetto al caso con coppia di segno opposto. Questi differenti tempi caratteristici sono giustificati dai maggiori valori di induttanza che si trovano all'inizio della fase decrescente. Le oscillazioni visibili alla fine di ciascun tratto attivo di alimentazione sono dovute al comportamento dei diodi dell'inverter descritto in precedenza.

La scelta degli angoli di commutazione comporta differenze di comportamento evidenti ad alte velocità di rotazione. A tali regimi infatti i tempi a disposizione per realizzare i valori di corrente desiderati sono inferiori rispetto a quanto accade a basse velocità. Il principale problema che si manifesta è la presenza di coppia di segno indesiderato. Mantenendo costante la strategia di commutazione al variare della velocità, la corrente non riesce a raggiungere il valore nullo prima del tratto in cui la pendenza del profilo di induttanza cambia segno. La presenza di tratti nei quali il segno della coppia è opposto a quello comandato rende meno efficiente il sistema in quanto si ha

una circolazione di corrente con effetto indesiderato. Il problema è maggiormente evidente nel caso in cui il motore sia utilizzato ad alte velocità.

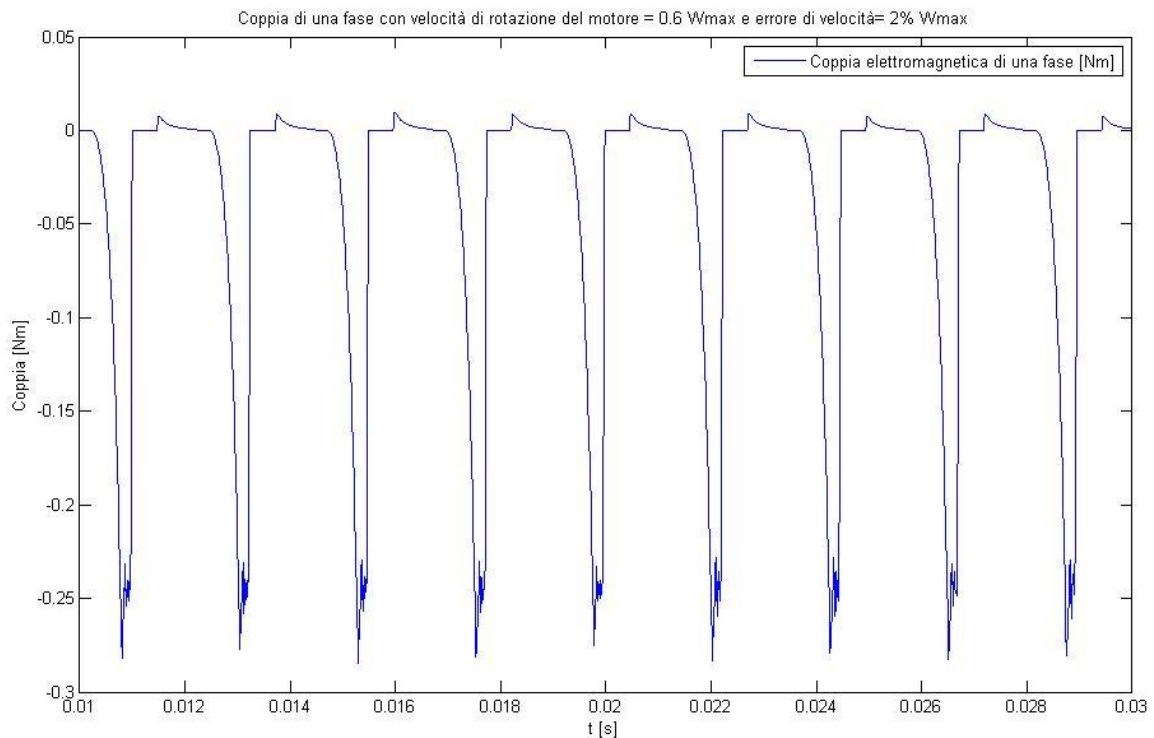


Figura 4-11 Coppia in caso di richiesta negativa, alta velocità

La figura 4-12 mostra anche il degrado della qualità della coppia erogata che è associato alle alte velocità di rotazione: il tempo di salita della corrente diviene paragonabile all'intervallo di tempo a disposizione per la creazione della corrente e questo si riflette in un tempo minore di applicazione della coppia comandata.

Per ovviare al problema si devono predisporre differenti modalità di alimentazione a seconda delle regioni di funzionamento del motore, come viene esposto in [7] e [12].

4.5 Grandezze caratteristiche del motore SR

In effetti, le informazioni riguardanti questo tipo di motori sono piuttosto limitate e non è stato quindi possibile effettuare (come nel caso del BLACM) una selezione da catalogo del motore. Si è

quindi deciso di definire le caratteristiche di un motore SR di prestazioni analoghe al motore Brushless selezionato da catalogo.

Per rendere paragonabili le risposte di coppia dei due motori è stato seguito un procedimento di confronto tra le risposte dei due motori a parità di corrente. Nello specifico è stato presa come situazione di funzionamento di riferimento l'esercizio con il massimo valore di corrente I_d ammesso. Il valore massimo di corrente serve a salvaguardare l'elettronica di potenza utilizzata.

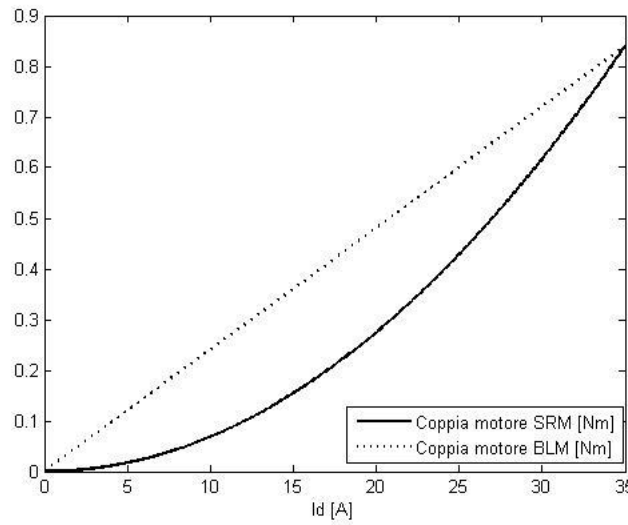


Figura 4-12 Metodo di confronto tra le risposte di coppia: motore SR/BL

Eseguendo il confronto in questo modo si ricava il valore della pendenza del profilo di induttanza che, come detto si considera lineare a tratti. Più nel dettaglio:

$$T_{BLM}^{I=I_{max}} = K_t I_{max} \quad \text{Con } K_t \text{ costante di coppi del motore Brushless} \quad (36)$$

$$T_{SRM}^{I=I_{max}} = \frac{1}{2} I_{max}^2 a_{up} \quad \text{Con } a_{up} \text{ pendenza del profilo di induttanza} \quad (37)$$

da cui uguagliando:

$$a_{up} = 2 K_t / I_{max} \quad (38)$$

Sfruttando questa pendenza si crea il profilo di induttanza del motore ma quanto fatto non è l'unico procedimento possibile. Si vede infatti come in questo modo la corrente richiesta dal motore SRM è, a parità di coppia, sempre superiore all'altro caso. Sarà quindi naturale avere maggiori interventi

del blocco di saturazione del comando di corrente per salvaguardare l'elettronica. Paragonando i due motori ad un livello di corrente inferiore si otterrebbe una situazione profondamente differente e più favorevole alla versione con motore a riluttanza variabile. In questo lavoro si è deciso per il primo metodo per non sovrastimare eccessivamente le prestazioni del motore SRM. Il trascurare i fenomeni di saturazione, al contrario, rappresenta una scelta che favorisce tale motore nel confronto.

Utilizzando una pubblicazione reperibile in rete [7] è stato possibile definire un valore per la induttanza minima di fase che è l'ultimo parametro necessario per la descrizione del profilo di induttanza.

4.6 Controllo in velocità con compensazione della nonlinearità

Per recuperare i risultati di sintesi del controllo ottenuti durante lo studio della versione Brushless dell'attuatore, si prevede la linearizzazione del legame errore di velocità-coppia tramite un opportuno controllore.

Per fare questo l'attenzione è stata rivolta alla comparazione dell'effetto sui due sistemi di controllo di un eguale errore sulla velocità di rotazione (ω).

Nei due casi risulta infatti:

$$T_{SRM} = \frac{1}{2} a_{up} I_{demand}^2 \quad (39)$$

Coppia del motore SRM a fronte di una corrente comandata I_d , con a_{up} pendenza del profilo di induttanza.

$$T_{BLM} = K_t I_{demand} = K_t K_w \varepsilon_w \quad (40)$$

Coppia del motore BL a fronte di una corrente comandata I_d , con K_t costante di coppia e K_w guadagno del controllo (proporzionale) di velocità.

La prima delle due uguaglianze si può scrivere in altro modo tenendo conto della equazione 38:

$$T_{SRM} = \frac{K_t}{I_{max}} I_{demand}^2 \quad 41)$$

Imponendo che a fronte di uno stesso errore di velocità si abbia la stessa risposta di coppia, deve accadere che la corrente comandata al motore SRM sia:

$$I_d = \sqrt{K_w I_{max} \varepsilon_w} \quad 42)$$

Si provvede, successivamente a rendere questo comando di segno sempre positivo: la corrente di fase è sempre tale visto l'inverter considerato. Su questo segnale di controllo avviene anche la limitazione sulla massima intensità di corrente prevista per salvaguardare l'elettronica di potenza.

Adottando questa compensazione si linearizza il legame errore di velocità--coppia del motore ed è possibile recuperare i risultati della sintesi del controllo fatta sull'attuatore con motore BL (scelta dei guadagni). In questo modo il confronto risulta significativo.

4.7 Elettronica di potenza

L'inverter considerato è del tipo visibile in figura 4-13

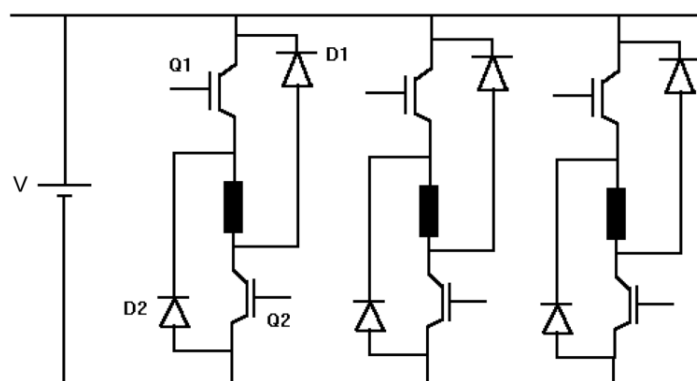


Figura 4-13 Inverter tipico per motore SR [7]

Questo componente permette di applicare alle fasi tre valori di tensione che vengono utilizzati nell'ambito di una strategia PWM .

Il comportamento dei diodi è stato modellato come una resistenza molto alta (10^5 [Ohm]) durante la fase di bloccaggio e come una resistenza trascurabile (10^{-5} Ohm) durante la fase di conduzione.

Per realizzare i tre diversi voltaggi da applicare alle fasi, si devono attivare o disattivare opportunamente gli switch.

Si definiscono i tre stati possibili come: *zero*, *up*, *low*.

<i>Stato</i>	<i>Switch Q_1</i>	<i>Switch Q_2</i>	<i>Vtaggio applicato</i>
UP	ATTIVO	ATTIVO	V_s
ZERO	SPENTO	ATTIVO	0
LOW	SPENTO	SPENTO	$-V_s$

Tabella 4-1 Tabella di attivazione degli switch per la creazione dei voltaggi sulle fasi

dove

$V_s = \text{Tensione di alimentazione [V]}$

È necessario sottolineare come la scelta di considerare spento Q_1 nello stato *Zero* sia arbitraria e si possa modificare in favore di Q_2 senza modifiche sostanziali.

Si trova quindi che nello stato **Zero**, l'equazione della tensione ai capi di una fase è:

$$0 = RI + L(\theta) \frac{dI}{dt} + \frac{dL(\theta)}{d\theta} I \omega + R_{D2}I \quad (43)$$

con

$R_{D2} = \text{Resistenza di conduzione del diodo 2 [Ohm]}$

$R = \text{Resistenza di fase [Ohm]}$

Si è considerato un verso positivo per la circolazione di corrente che va da Q_1 a Q_2 .

Nello stato **Low** l'equazione diventa:

$$-V_s = RI + L(\theta) \frac{dI}{dt} + \frac{dL(\theta)}{d\theta} I \omega + R_{D1}I + R_{D2}I \quad (44)$$

La corrente infatti attraversa entrambi i diodi D_1 e D_2 coinvolgendo le due cadute di tensione.

Nello stato **Up** non si considerano le cadute di tensione negli switch in quanto se ne trascura la resistenza.

$$-V_s = RI + L(\theta) \frac{dI}{dt} + \frac{dL(\theta)}{d\theta} I \omega \quad 45)$$

Si trascura per semplicità di esposizione la corrente che attraversa i diodi in senso opposto al verso di conduzione: la grande resistenza che compete loro in questa situazione blocca di fatto la corrente. Nella modellazione saranno tuttavia visibili gli effetti del comportamento dei diodi in quanto è stato inserito un blocco dedicato al calcolo della caduta di tensione in questi componenti.

Le equazioni appena viste permettono di calcolare la corrente circolante nelle tre diverse fasi del motore. I tre avvolgimenti e i relativi controlli sono modellati in modo identico ma si differenziano per un valore di offset sulla posizione angolare che ne rende la disposizione.

L'architettura di questo inverter permette solamente la circolazione di corrente positiva nelle fasi, si comanderanno quindi solamente correnti di segno positivo.

4.7.1 Modulazione PWM

La strategia con la quale si effettua la alimentazione prevede la creazione di voltaggi che, processati dall'elettronica di potenza, andranno ad agire ai capi delle fasi. Nel caso della macchina SRM qui esaminata è stato deciso di adottare una modalità *soft switching* ovvero di predisporre per i voltaggi in uscita dall'elettronica di potenza, solo tre valori possibili. Il controllo di corrente tuttavia crea segnali di voltaggio su una scala continua di valori in base all'errore sulla corrente; è infatti una successiva strategia di modulazione a larghezza di impulso (*PWM*, vedi paragrafo 1.5.1.2) a realizzare la varietà di voltaggi necessaria. È importante notare come la modulazione abbia luogo solamente durante la fase "attiva" della alimentazione ovvero sul fronte di salita o discesa dell'induttanza a seconda del segno positivo o negativo del comando di coppia.

Durante tale fase è stato deciso di fare agire un controllore di tipo proporzionale che fornisce quindi un comando di voltaggio proporzionale all'errore tra corrente misurata e corrente desiderata

Nei modelli realizzati si trova un blocco di simulazione che introduce il comportamento di modulazione ad ampiezza di impulso. Partendo dai segnali di tensione sintetizzati dal controllore di corrente si calcola il duty cycle con il quale rendere la alimentazione sulle fasi. È possibile impostare la frequenza del segnale portante triangolare che si vuole considerare.

4.8 *Dinamica del moto*

La dinamica del moto di rotazione del motore è identica a quella descritta nel paragrafo 3.4.

4.9 *Controllo in posizione*

Il controllo in posizione coincide con quello utilizzato per la versione con motore Brushless vista in precedenza.

5 Modellazione non lineare in ambiente Matlab-Simulink

Saranno di seguito descritti i principali sottosistemi dei modelli di simulazione creati durante la tesi. Si prende prima in esame la versione dell'attuatore con motore Brushless in quanto costituisce un fondamento per la successiva versione con SRM.

I blocchi analizzati in dettaglio sono quelli ritenuti più significativi.

Segue la struttura a livelli del modello.

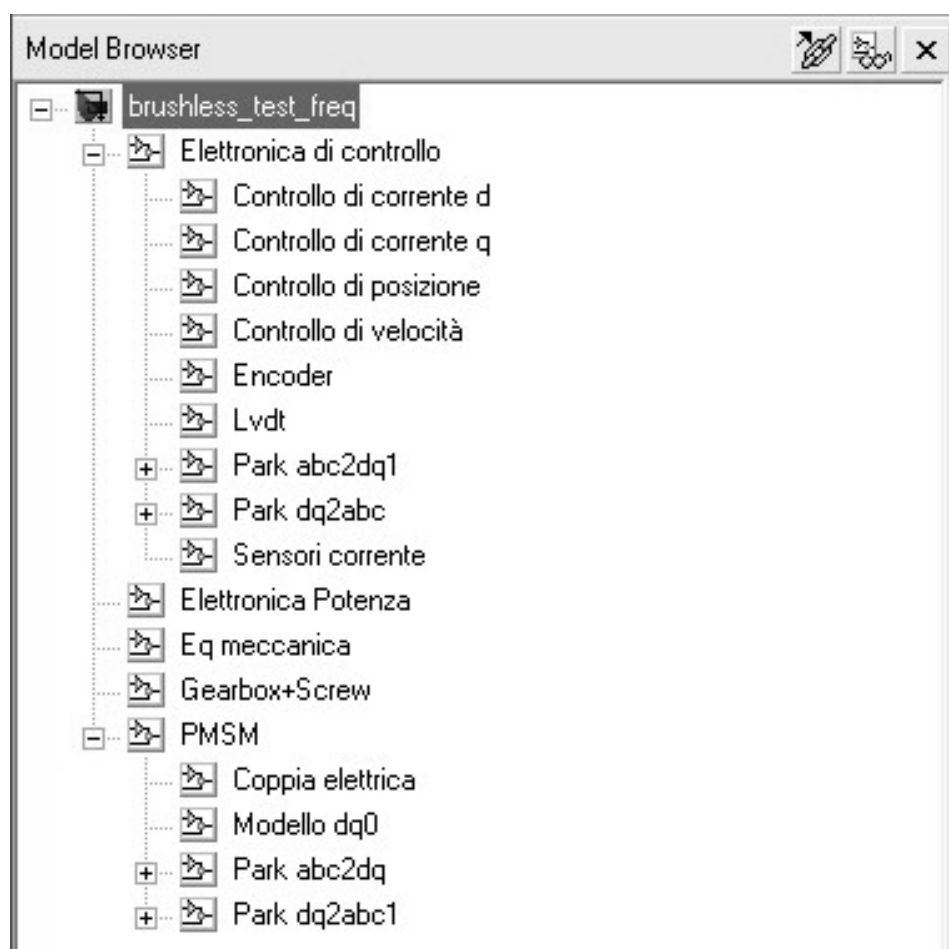
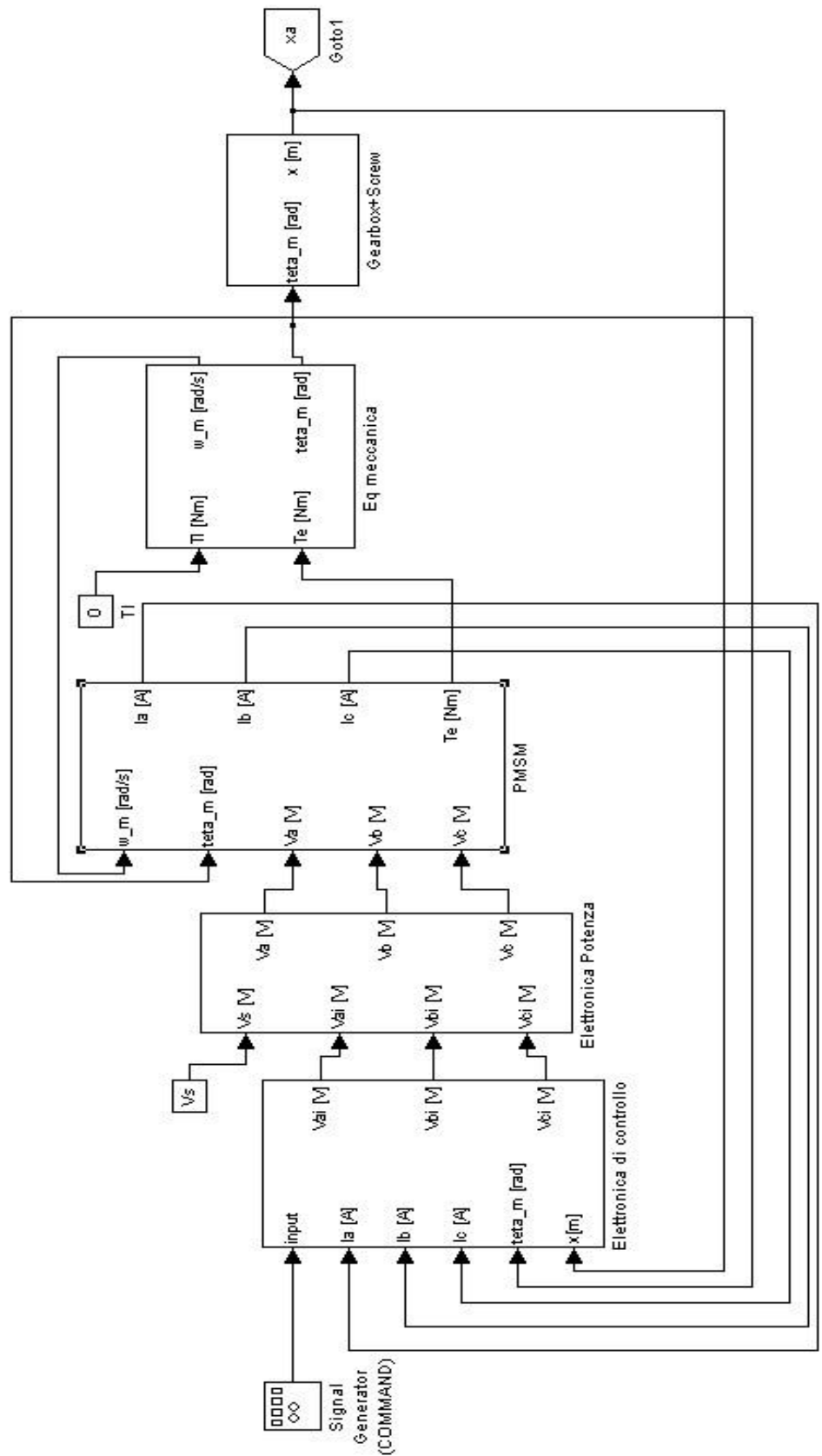
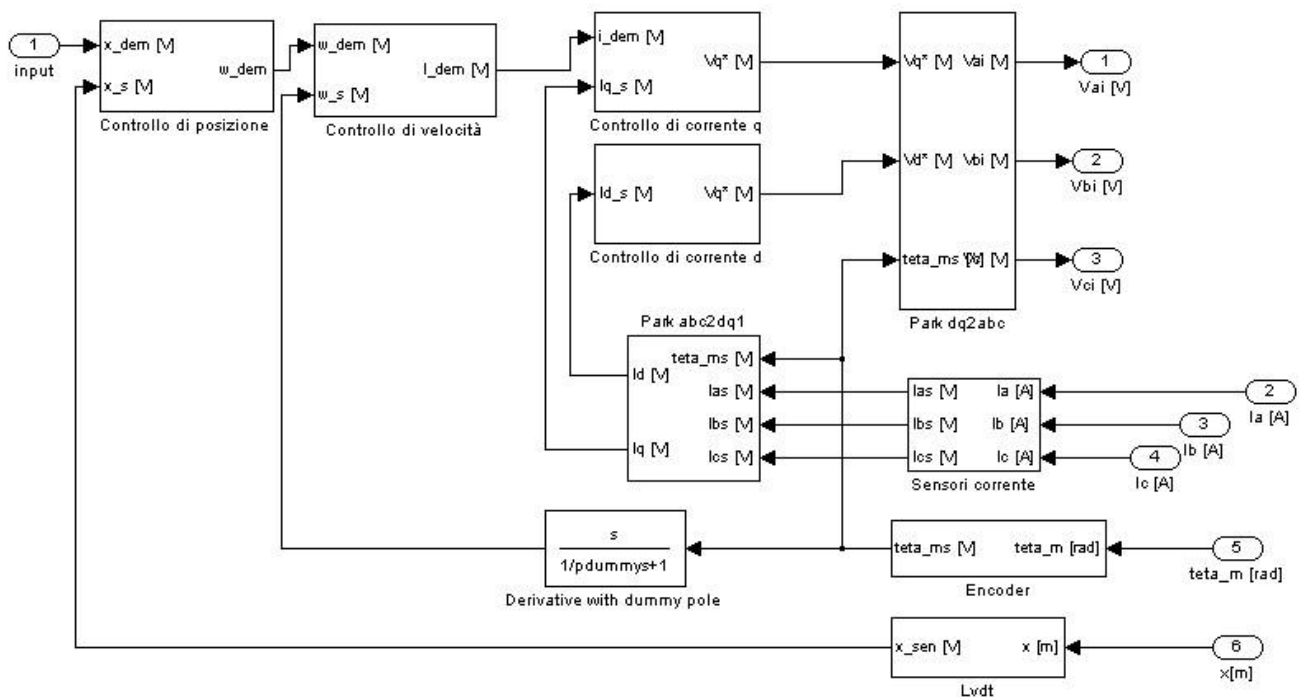


Figura 5-1

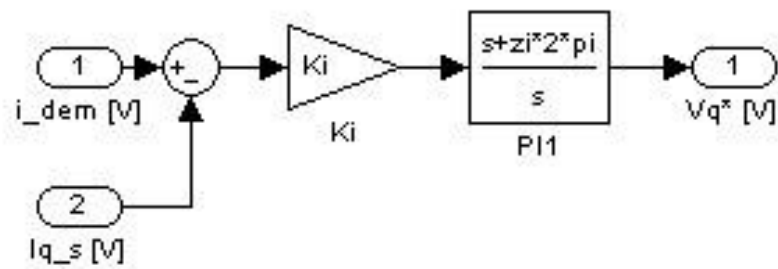
5.1.1 Modello complessivo e sottosistemi



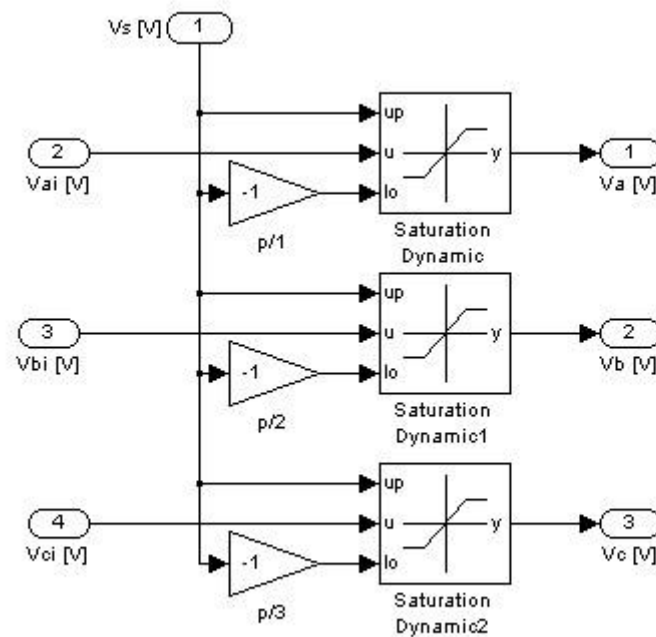
Parte: brushless_test_freq/Elettronica di controllo			
Nome assegnato nel modello	Tipo I=input, O=output, P=parameter	Nome della grandezza di riferimento	Unità di misura
input	I	x_{dem}	V
Ia	I	I_a	A
Ib	I	I_b	A
Ic	I	I_c	A
teta_m	I	ϑ_m	rad
x	I	x	m
Vai	O	V_{ai}	V
Vbi	O	V_{bi}	V
Vci	O	V_{ci}	V



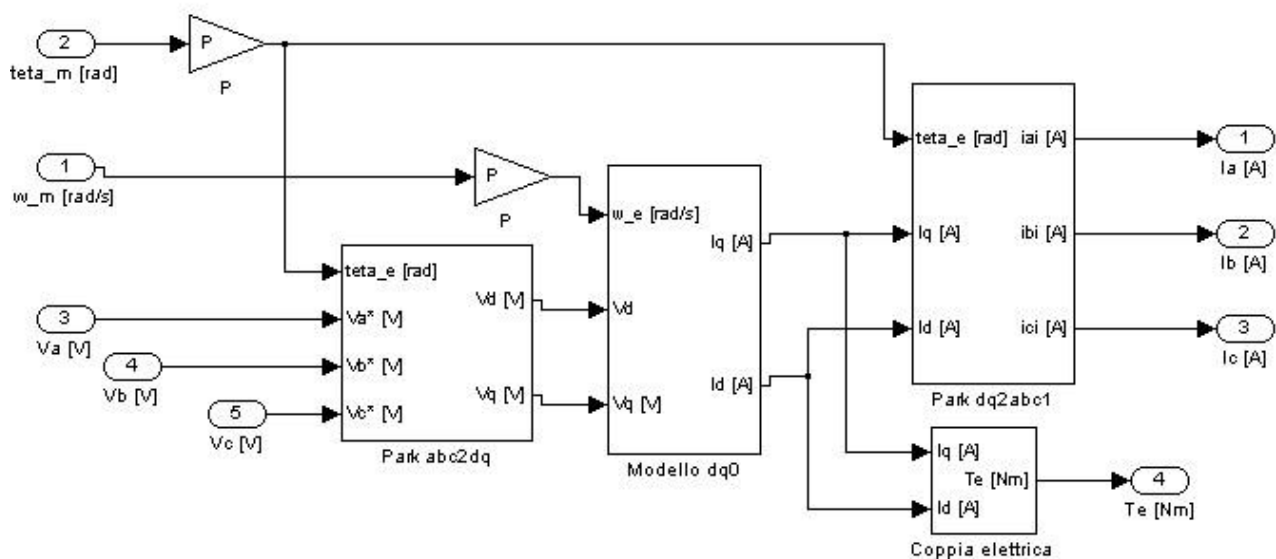
Parte: brushless_test_freq/Elettronica di controllo/Controllo di corrente q			
Nome assegnato nel modello	Tipo I=input, O=output, P=parameter	Nome della grandezza di riferimento	Unità di misura
i_dem	I	i_{dem}	V
Iq_s	I	i_{qs}	A
Vq*	O	V_q	A
Ki	P	K_i	V
zi	P	z_i	V



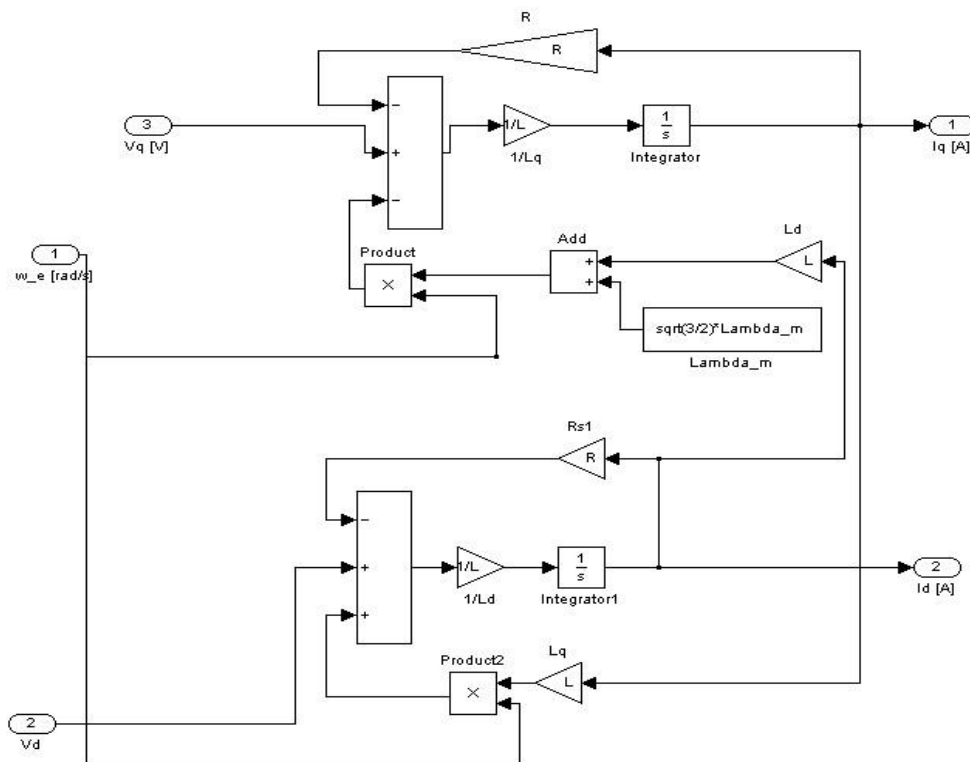
Parte: brushless_test_freq/Elettronica di potenza			
Nome assegnato nel modello	Tipo I=input, O=output, P=parameter	Nome della grandezza di riferimento	Unità di misura
Vs	I	Vs	V
Vai	I	Vai	V
Vbi	I	Vbi	V
Vci	I	Vci	V
Va	O	Vai	V
Vb	O	Vbi	V
Vc	O	Vci	V



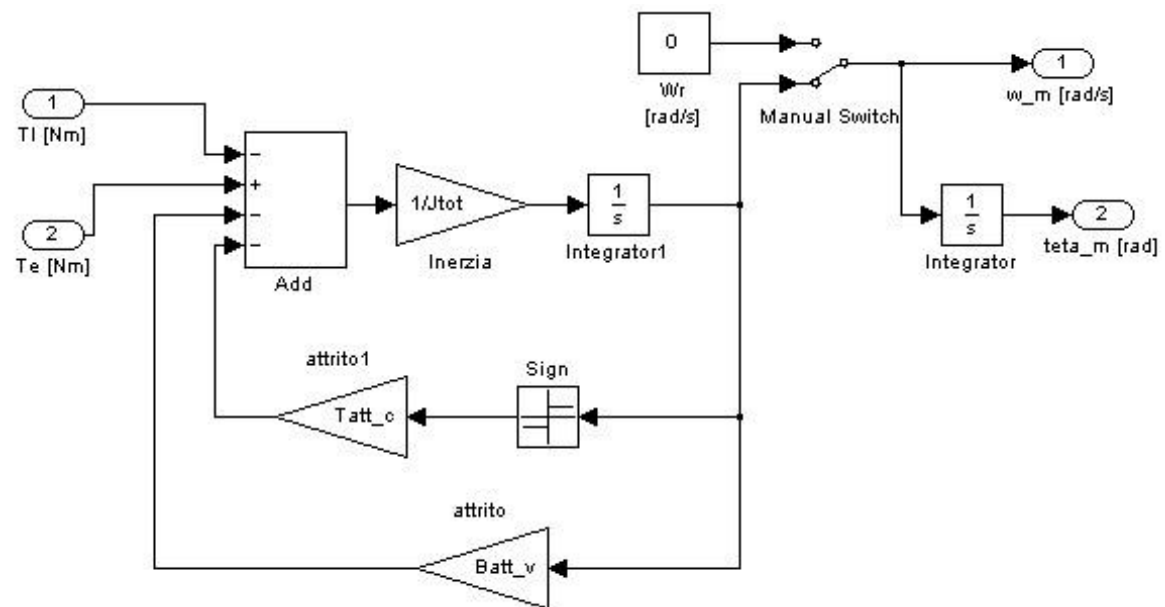
Parte: brushless_test_freq/PMSM			
Nome assegnato nel modello	Tipo I=input, O=output, P=parameter	Nome della grandezza di riferimento	Unità di misura
Va	I	V_a	V
Vb	I	V_b	V
Vc	I	V_c	V
teta_m	I	ϑ_m	rad
w_m	I	ω	rad/s
Ia	O	I_a	A
Ib	O	I_b	A
Ic	O	I_c	A
Te	O	T	Nm
P	P	p	-



Parte: brushless_test_freq/PMSM/Modello dq0			
Nome assegnato nel modello	Tipo I=input, O=output, P=parameter	Nome della grandezza di riferimento	Unità di misura
Vq	I	I_a	V
Vd	I	I_b	V
Vc	I	I_c	V
w_e	I	ω_e	rad/s
Iq	O	I_a	A
Id	O	I_b	A
R	P	R	Ohm
L	P	L	H
Lambda_m	P	λ_m	Wb



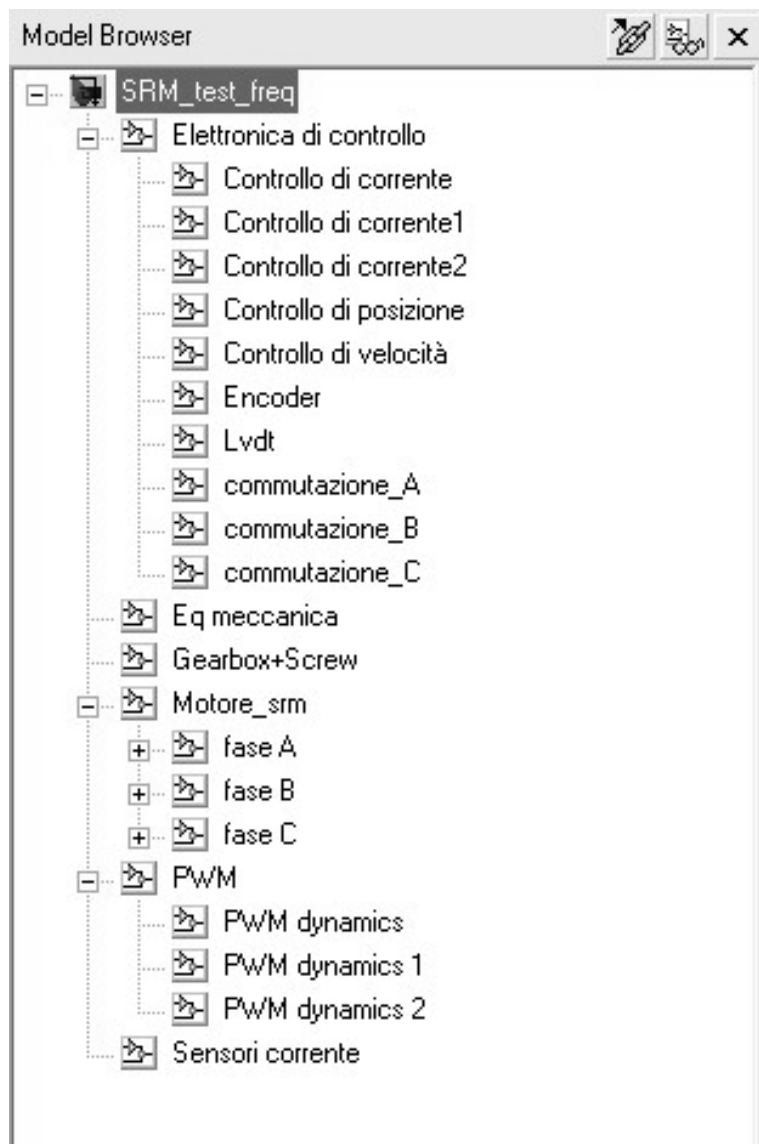
Parte: brushless_test_freq/PMSM			
Nome assegnato nel modello	Tipo I=input, O=output, P=parameter	Nome della grandezza di riferimento	Unità di misura
Tl	I	T_l	Nm
Te	I	T_e	Nm
w_m	O	ω_m	rad/s
teta_m	O	ϑ_m	rad
Batt_v	P	B_v	Nm s/rad
Tatt_c	P	T_c	Nm
Jtot	P	R	Ohm



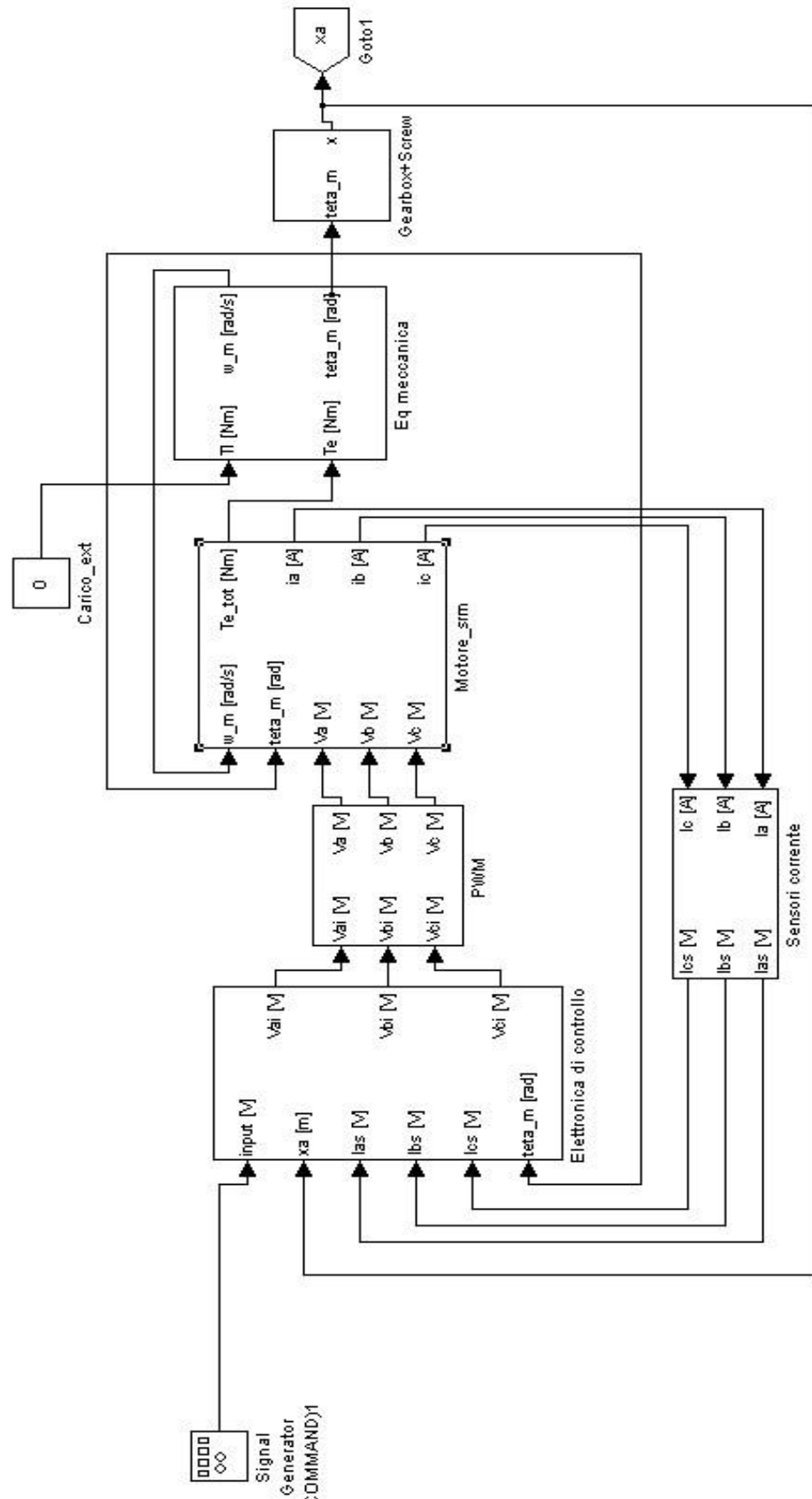
5.2 Modello della versione con motore SR

Il modello della versione con motore SR ricalca in alcune parti quanto visto nel primo modello realizzato. In questa modellazione è incluso un blocco che rende il comportamento della elettronica di potenza co strategia PWM.

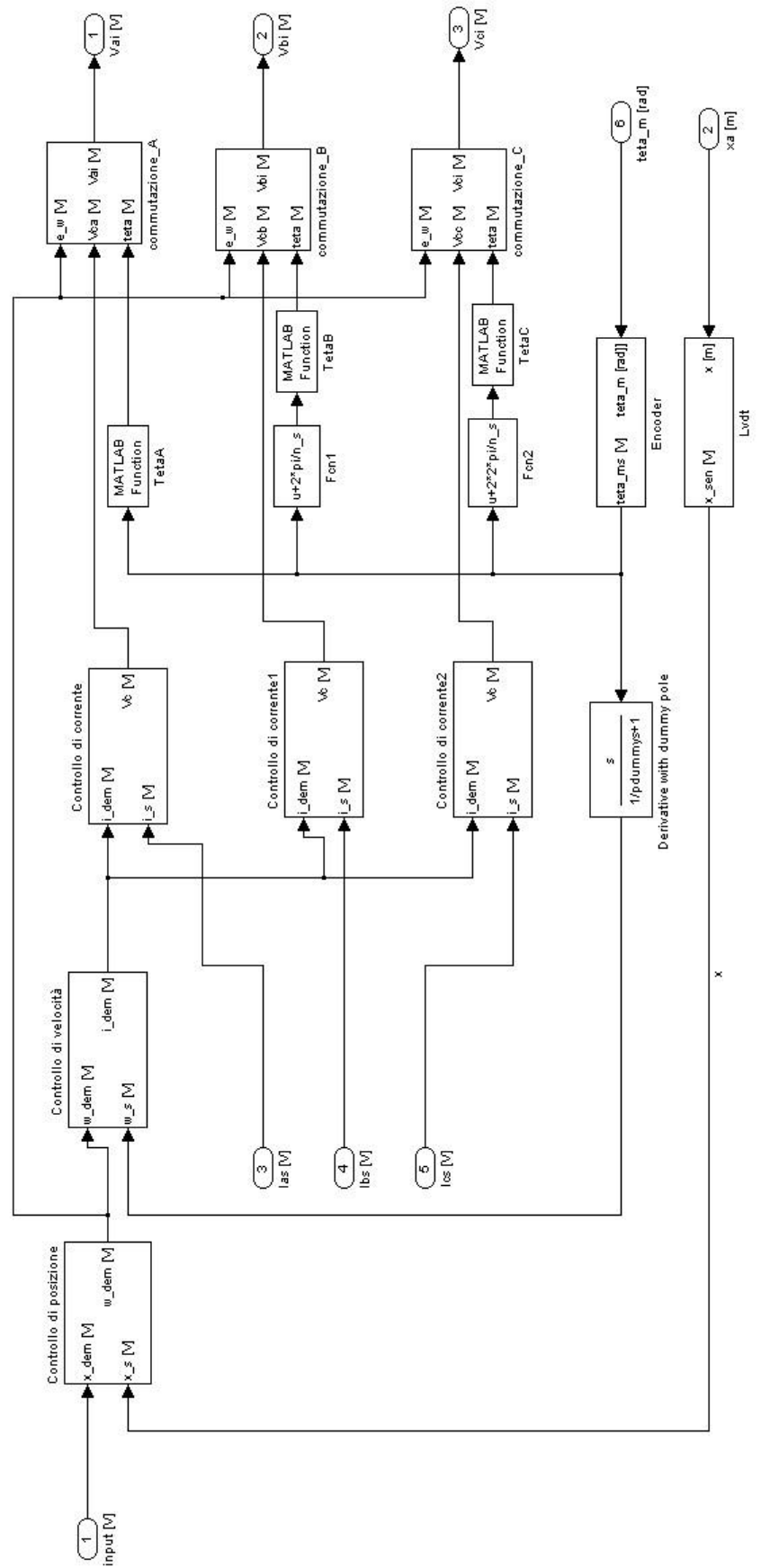
La figura seguente illustra la struttura del modello.



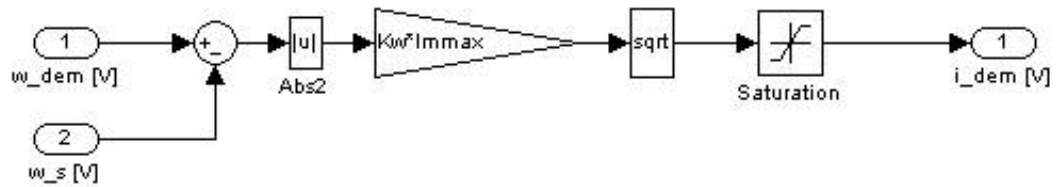
5.2.1 Modello complessivo e sottosistemi



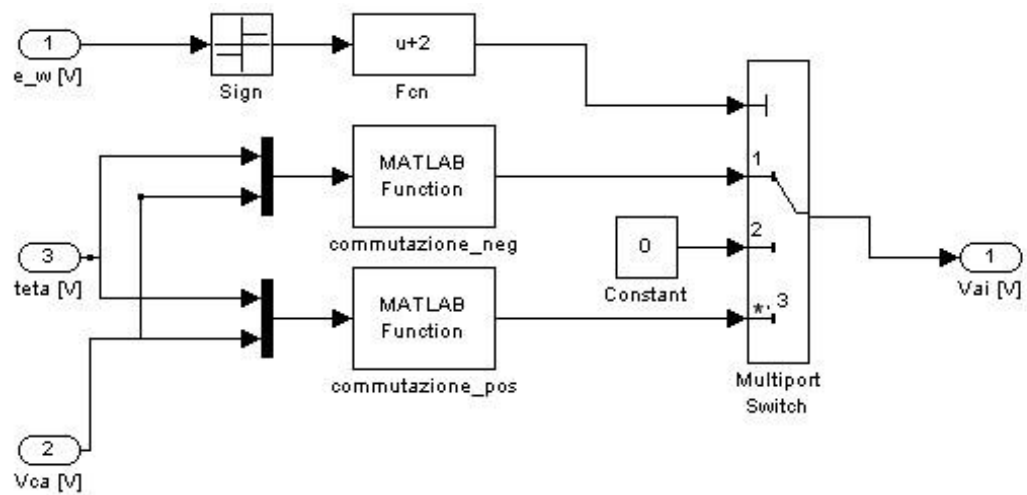
Parte: SRM_test_freq/Elettronica di controllo			
Nome assegnato nel modello	Tipo I=input, O=output, P=parameter	Nome della grandezza di riferimento	Unità di misura
input	I	x_{dem}	V
Ias	I	I_a	V
Ibs	I	I_b	V
Ics	I	I_c	V
teta_m	I	ϑ_m	rad
xa	I	x	m
Vai	O	V_{ai}	V
Vbi	O	V_{bi}	V
Vci	O	V_{ci}	V
N_s	P	N_s	-



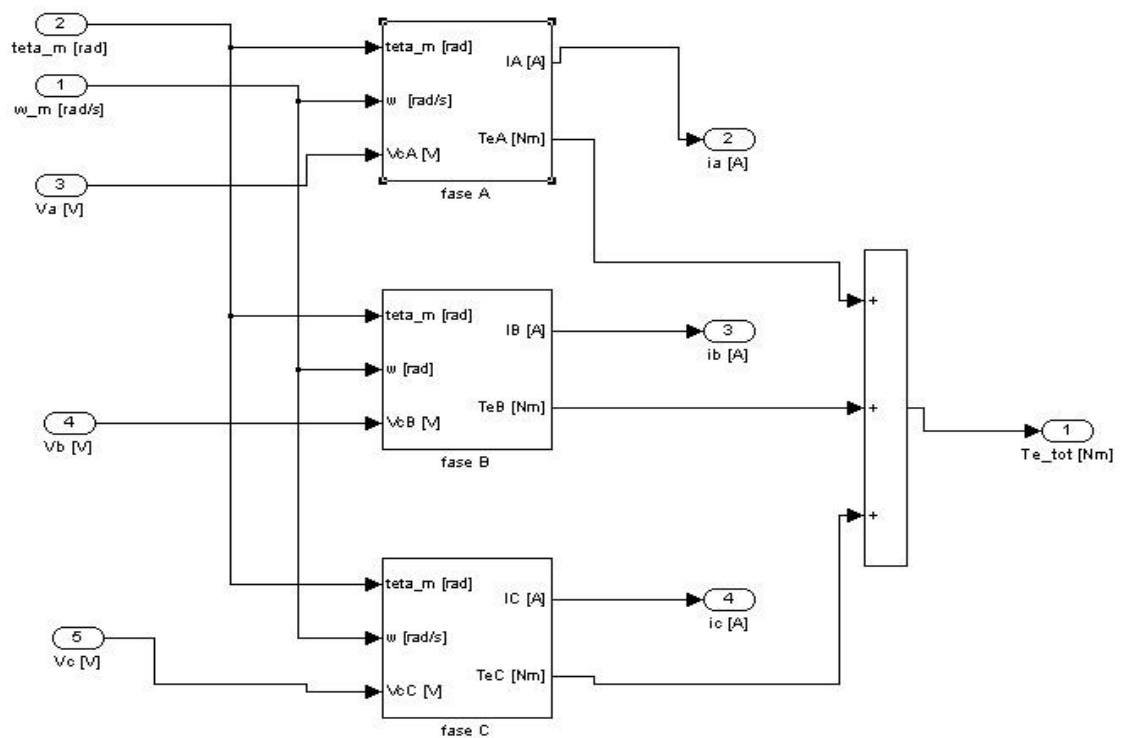
Parte: SRM_test_freq/Elettronica di controllo/Controllo di velocità			
Nome assegnato nel modello	Tipo I=input, O=output, P=parameter	Nome della grandezza di riferimento	Unità di misura
w_dem	I	w_{dem}	V
w_s	I	w_s	V
Idem	O	i_d	A
Kw	P	K_w	-
Immax	P	i_{mmax}	A



Parte: SRM_test_freq/Elettronica di controllo/commutazione_A			
Nome assegnato nel modello	Tipo I=input, O=output, P=parameter	Nome della grandezza di riferimento	Unità di misura
e_w	I	e_ω	V
teta	I	θ	V
Vca	I	Vca	V
Vai	O	Vai	A

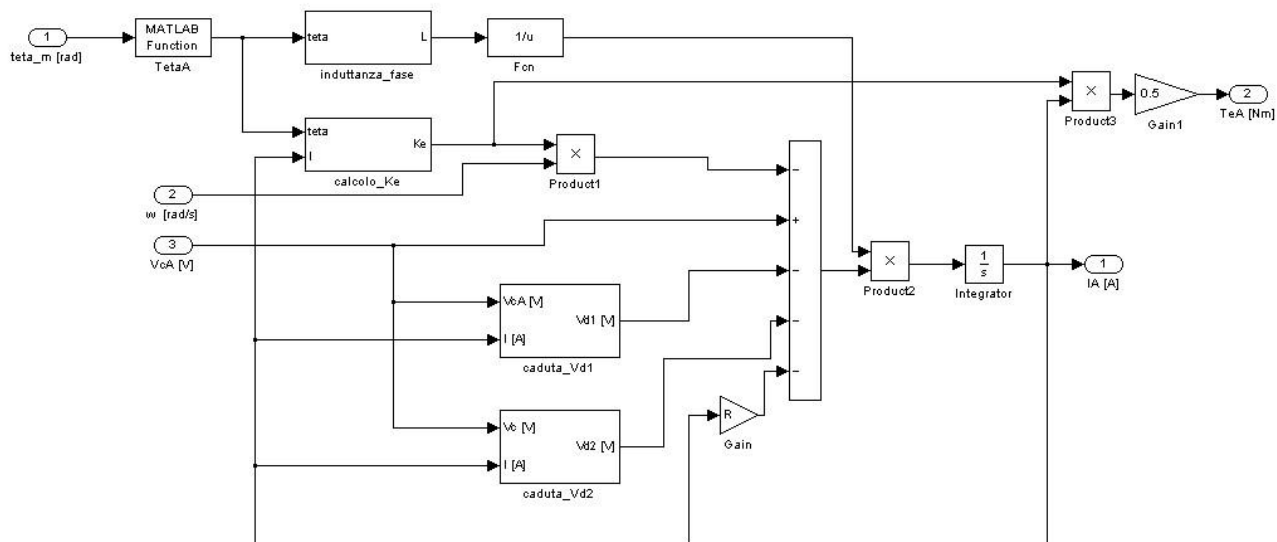


Parte: SRM_test_freq/Motore_srm			
Nome assegnato nel modello	Tipo I=input, O=output, P=parameter	Nome della grandezza di riferimento	Unità di misura
w_m	I	ω_m	rad/s
teta_m	I	θ_m	rad
Va	I	Va	V
Vb	I	Vb	V
Vc	I	Vc	V
ia	O	i_a	A
ib	O	i_b	A
ic	O	i_c	A
Te_tot	O	T_e	Nm

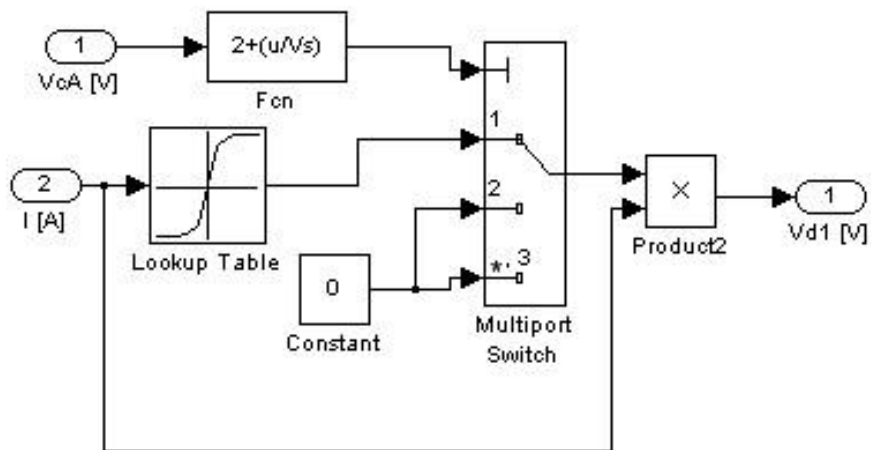


Parte: SRM_test_freq/Motore_srm/fase A

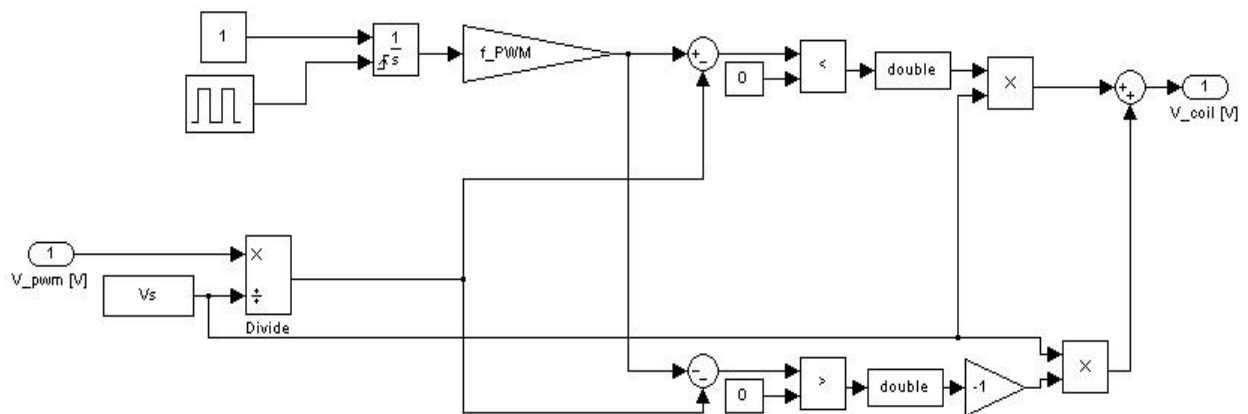
Nome assegnato nel modello	Tipo I=input, O=output, P=parameter	Nome della grandezza di riferimento	Unità di misura
w	I	ω_m	rad/s
teta_m	I	θ_m	rad
Vca	I	V_{ca}	V
ia	O	i_a	A
ib	O	i_b	A
ic	O	i_c	A
Te_tot	O	T_e	Nm



Parte: SRM_test_freq/Motore_srm/caduta_Vd1			
Nome assegnato nel modello	Tipo I=input, O=output, P=parameter	Nome della grandezza di riferimento	Unità di misura
VcA	I	V_{ca}	rad/s
I	I	θ_m	rad
Vd1	I	V_{d1}	V
Vs	P	V_s	A



Parte: SRM_test_freq/Elettronica di controllo/PWM/PWM_Dynamics			
Nome assegnato nel modello	Tipo I=input, O=output, P=parameter	Nome della grandezza di riferimento	Unità di misura
V_pwm	I	V_{PWM}	V
V_coil	O	V_{coil}	V
f_PWM	P	f_{PWM}	Hz



6 Risultati di simulazione

Le analisi fatte durante lo studio dei sistemi con l'approssimazione lineare hanno permesso di creare dei sistemi di controllo per entrambe le versioni dell'attuatore.

In questo capitolo sarà verificato se le scelte fatte fino ad adesso sono applicabili anche al sistema non lineare.

Per verificare ciò sarà effettuata la risposta in frequenza dei sistemi a comandi di corrente, velocità e posizione. Le risposte in frequenza sono realizzate utilizzando un programma derivante da precedenti attività di ricerca all'interno del dipartimento di Ingegneria Aerospaziale dell'ateneo.

La risposta non viene ricavata partendo dalle funzioni di trasferimento del sistema ma viene creata sulla base di risposte ad ingressi opportuni. Si stimola il sistema oggetto di studio alle varie frequenze di interesse e se ne attende il raggiungimento della condizione di regime. Registrando ampiezza e fase della prima armonica della risposta così ottenuta si grafica quanto cercato.

Gli attriti sono trascurati nel tracciare le risposte e i parametri di simulazione utilizzati sono visibili nell'appendice C.

6.1 *Analisi con ingressi notevoli: risposte temporali*

I successivi test mettono a confronto le prestazioni dei due motori scelti per l'attuatore a fronte di un comando a gradino pari al 1% della velocità di rotazione massima. Il comportamento della versione con BLM è più regolare nel mantenimento delle condizioni stazionarie.

L'erogazione della coppia mostra la principale differenza tra le due versioni con quella SRM che presenta oscillazioni dovute al meccanismo discontinuo di generazione della coppia.

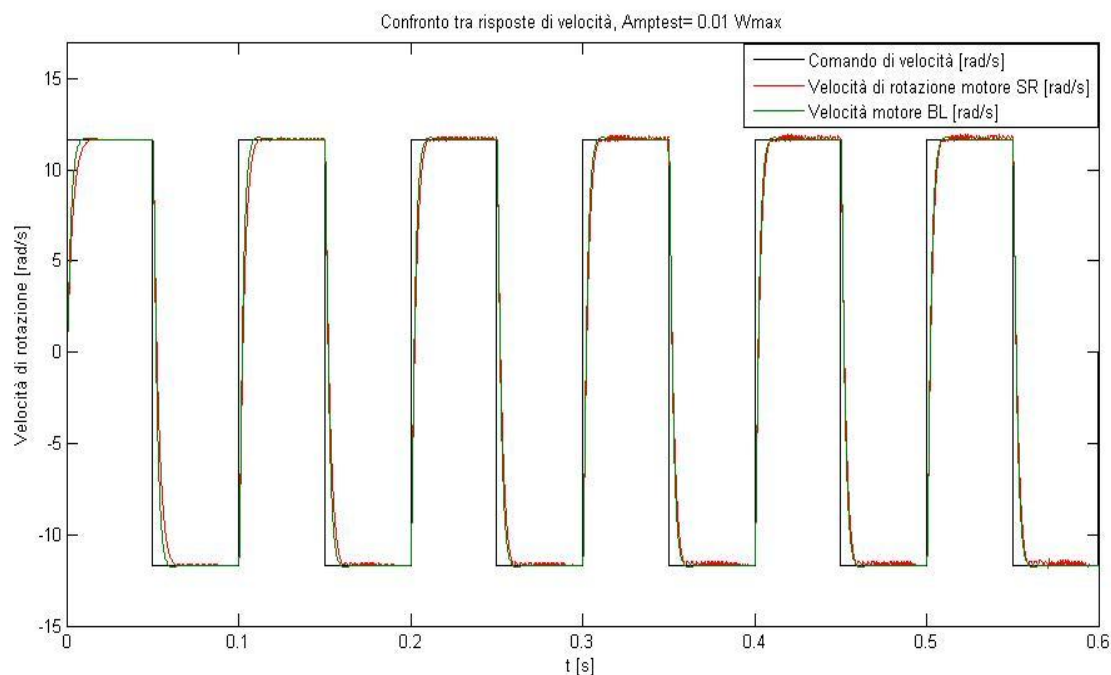


Figura 6-1 Confronto fra le risposte di velocità, comando a gradino

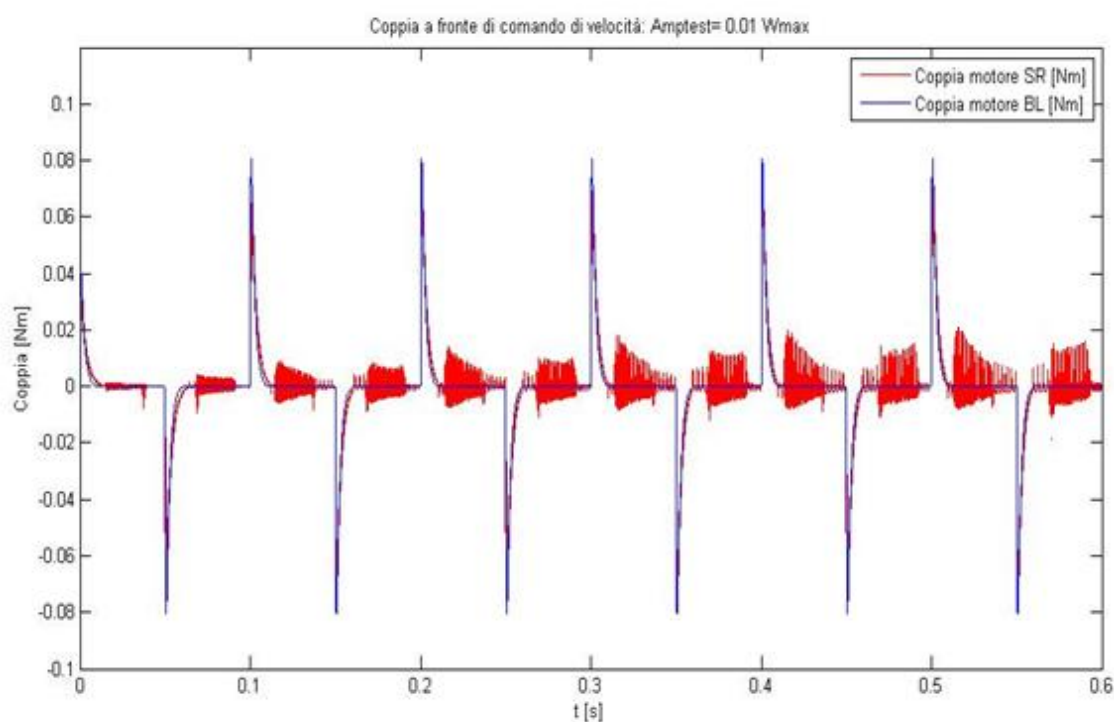


Figura 6-2 Confronto fra le coppie erogate durante il test di velocità

Il test di confronto sul comando di posizione mette in luce una migliore prestazione della versione con BLM e evidenzia quanto già visto riguardo le differenze di comportamento del sistema con SRM : la generazione di coppia negativa è più difficoltosa. Come detto in precedenza questo

dipende dal più alto valore medio del tratto del profilo di induttanza che diviene la fase 'attiva' della alimentazione. La velocità e la coppia che riguardano la versione con motore SR risultano più irregolari come visto per il test con comando di velocità.

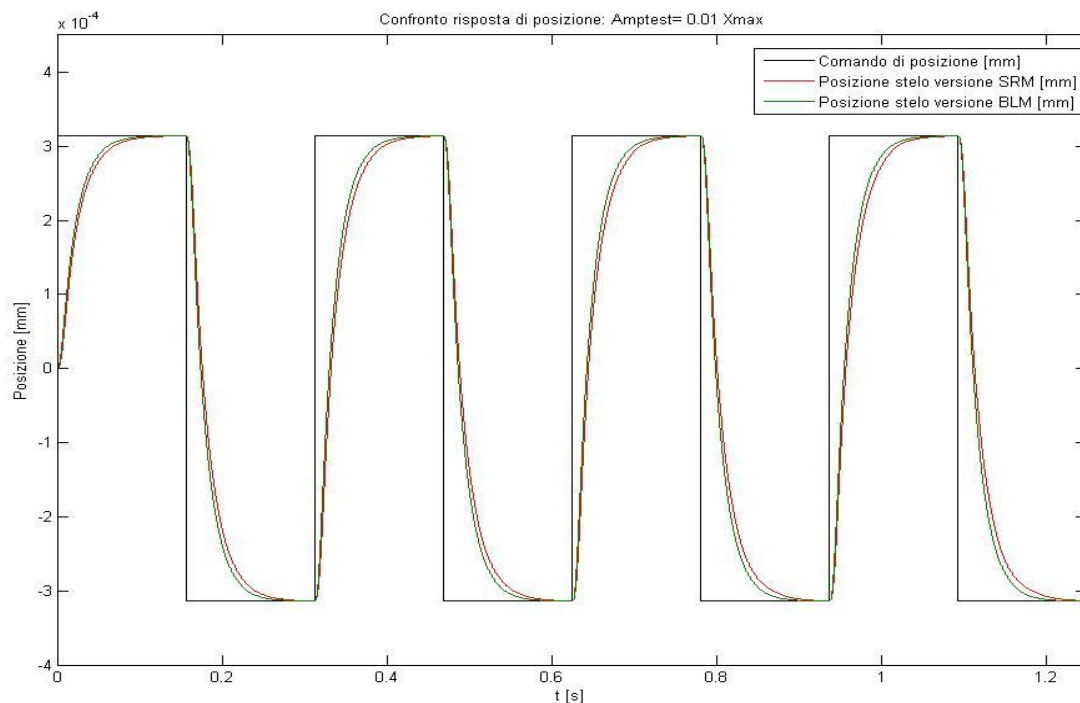


Figura 6-3 Confronto fra le risposte di posizione, comando a gradino

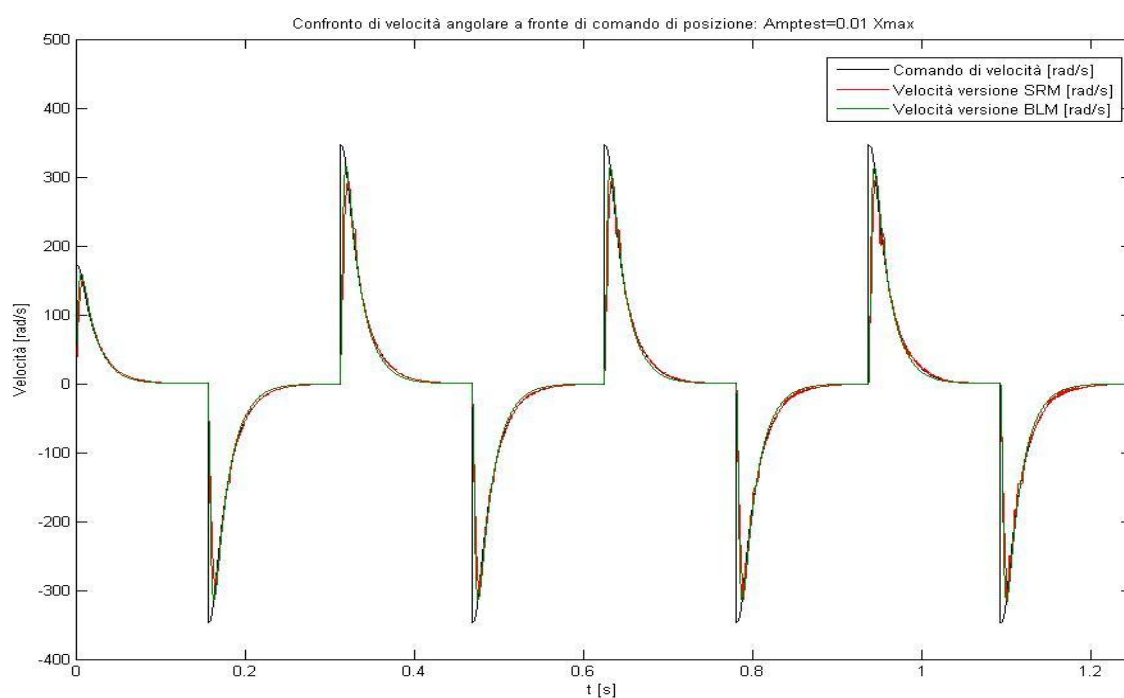


Figura 6-4 Confronto fra le velocità di rotazione durante il test di posizione

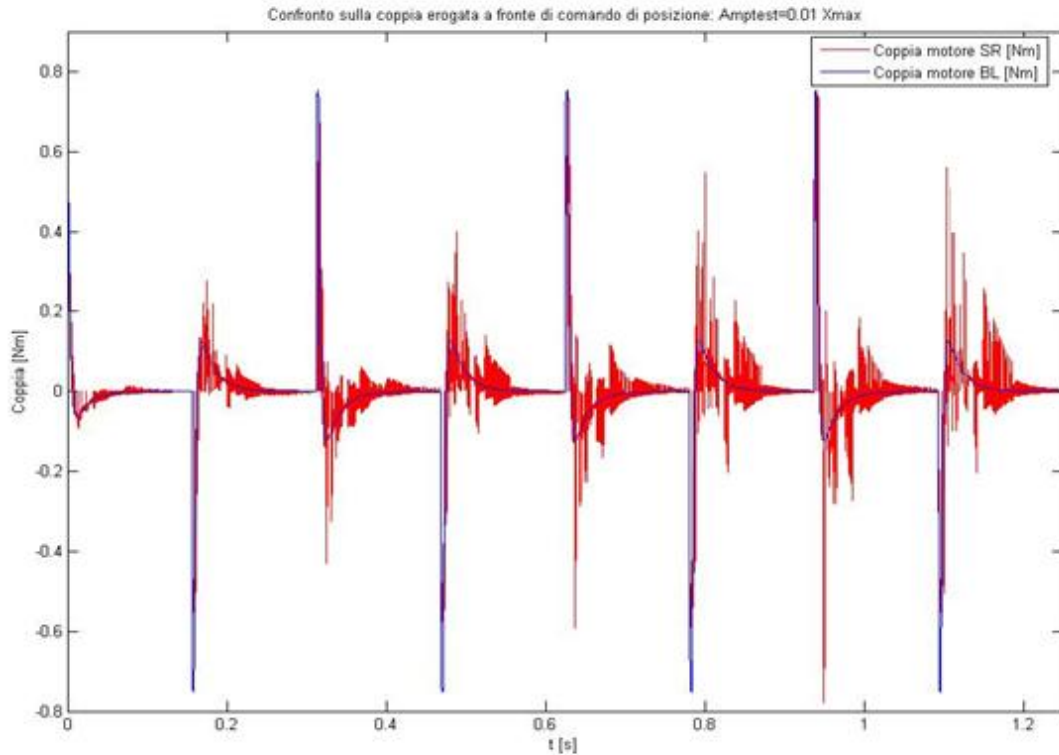


Figura 6-5 Confronto fra le coppie erogate durante il test di posizione

6.2 *Analisi in frequenza*

La modellazione dell'attuatore con motore BL è quasi del tutto equivalente al sistema lineare analizzato per sintetizzare i controllori. La presenza della saturazione sul valore di tensione massimo introduce tuttavia un possibile discostamento dal comportamento ideale.

La versione con motore SR mostra un comportamento fortemente differente da quello quasi lineare mostrato dalla versione con motore Brushless. L'alimentazione e l'erogazione della coppia sono discontinue e i valori di induttanza che influenzano la creazione della corrente di fase variano continuamente durante il funzionamento.

6.2.1 Risposta di corrente

Si riportano le risposte in frequenza del sistema ad un ingresso costituito da un comando di corrente. Nel caso del motore BL si stimola con un comando di corrente di quadratura mentre per la versione SR con un comando di corrente di fase.

Si nota come il sistema mostri una banda passante di circa 700 Hz come desiderato nella fase di creazione dei loop di controllo. Le risposte è realizzata ipotizzando di tenere il rotore bloccato.

Per tracciare le risposte relative al motore SR si sono prese in considerazione due posizioni angolari del rotore in corrispondenza della minima e della massima autoinduttanza di fase.

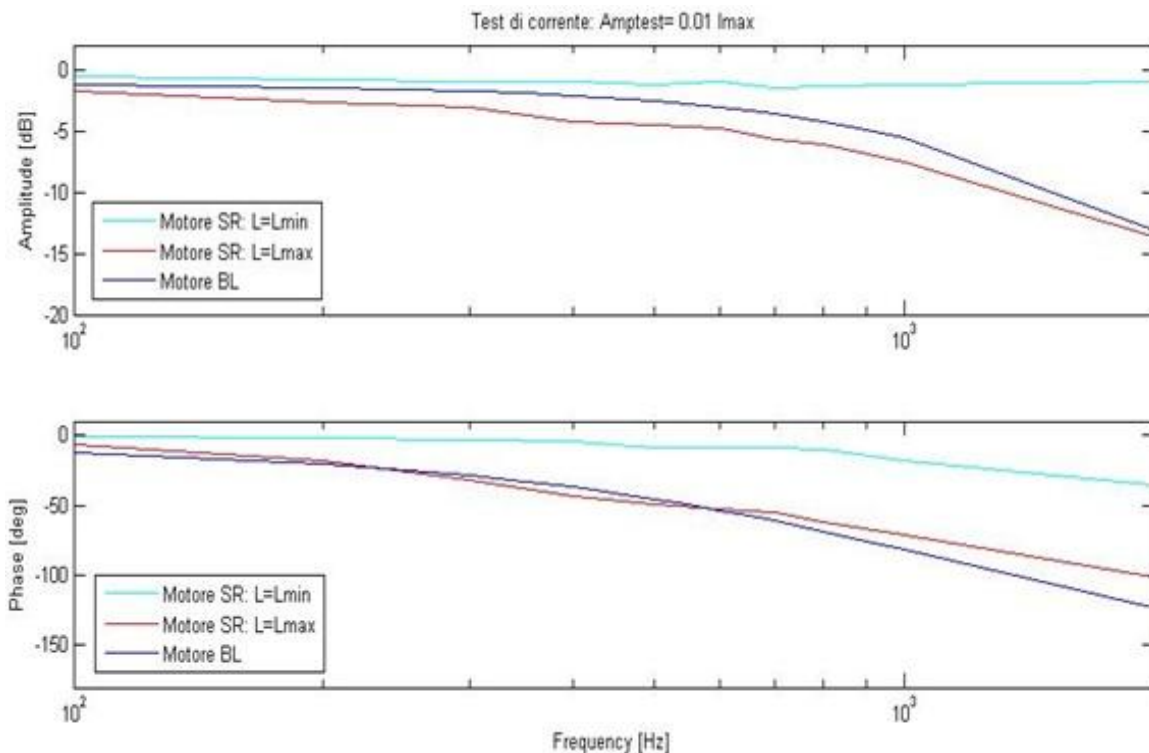


Figura 6-6 Confronto fra risposte in frequenza di corrente

6.2.2 Risposta di velocità

Si noti come la banda richiesta (70 Hz) in presenza di ingressi pari a 1% del comando massimo si soddisfatta da entrambe le versioni.

I risultati dello studio eseguito sulla velocità angolare del motore possono essere immediatamente estesi alla velocità di estrazione o retrazione dello stelo dell'attuatore per quanto visto nel paragrafo 2.2 .

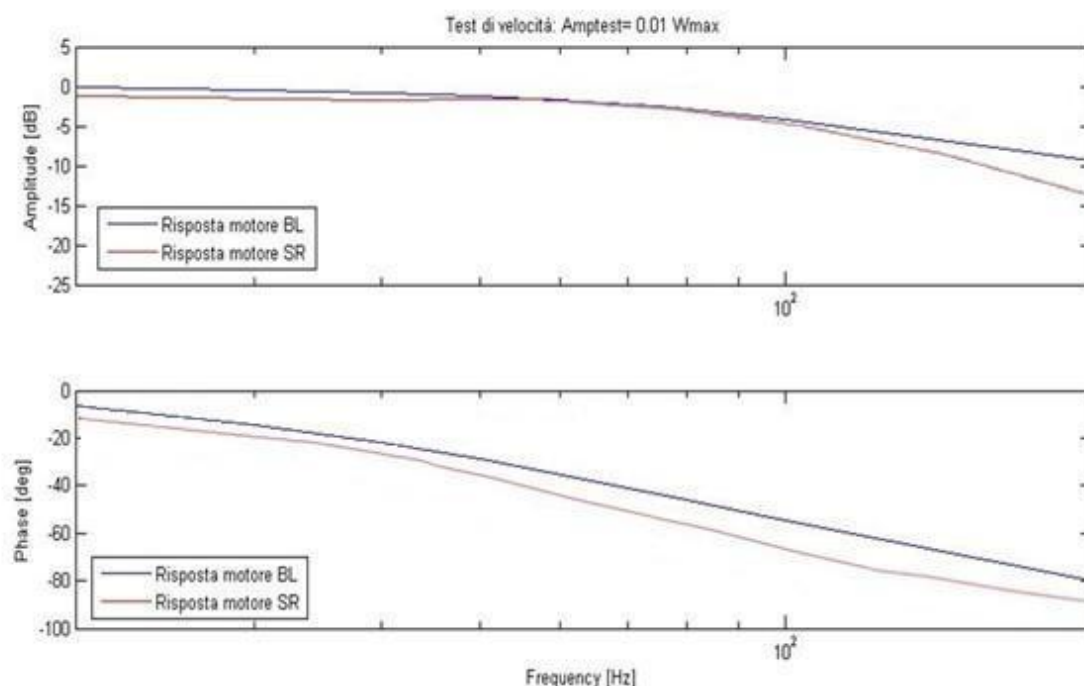


Figura 6-7 Confronto fra le risposte in frequenza di velocità

6.2.3 Risposta di posizione

La risposta al comando di posizione viene è stata tracciata considerando ingressi di ampiezza pari a 1% della corsa massima dell'attuatore. La scelta di valori apparentemente piccoli per la caratterizzazione del comportamento è dovuta alla particolare applicazione per la quale la macchina è stata pensata: il comando di volo lavora quasi sempre con ampiezze di comando paragonabili a quelle qui considerate.

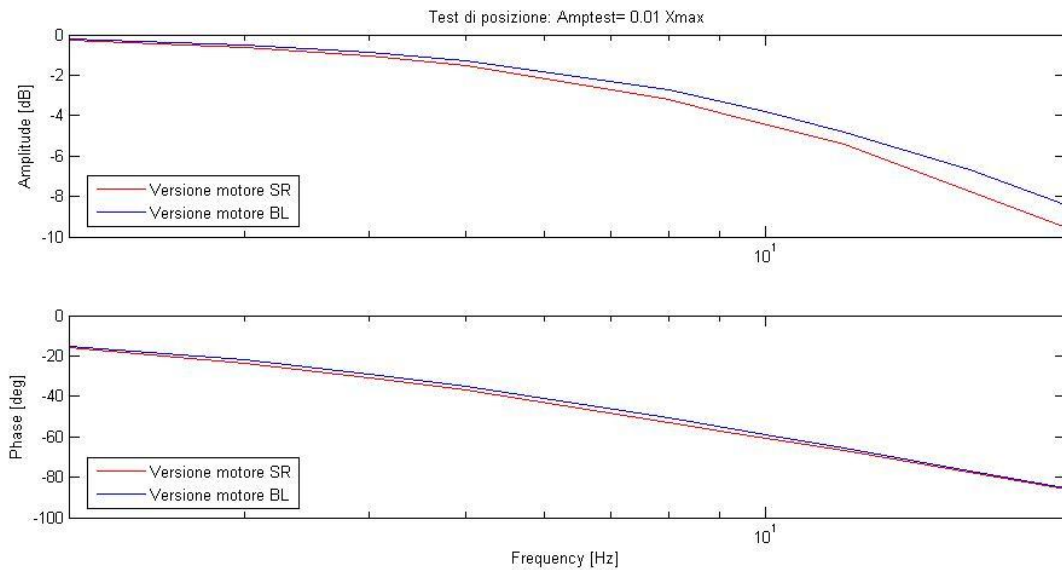


Figura 6-8 Confronto fra le risposte in frequenza di posizione

Si vede come la banda passante del sistema sia vicina al valore di 7 Hz che ci si era prefissato.

6.2.4 Risposta al disturbo di forza esterna

La risposta al di forza sullo stelo riflette la condizione operativa in cui l'attuatore deve mantenere la superficie i controllo in posizione in presenza di forze perturbatrici. In questo caso si riporta solamente il diagramma delle fasi in quanto quello delle ampiezze non sarebbe significativo vista l'assenza di una modellazione della rigidità finita della vite di manovra.

Il comportamento che si trova è schematizzabile in tre differenti modalità di reazione:

- Alle basse frequenze il sistema reagisce in posizione con uno sfasamento vicino a zero rispetto alla forza esterna quindi il sistema si comporta in modo simile ad una molla di rigidità finita.
- Alle medie frequenze lo sfasamento è di circa 90° rendendo la risposta simile a quella di uno smorzatore.
- Alle frequenze alte rispetto alla banda tipica del sistema (7 Hz) lo sfasamento si porta su valori simili a 180° come quelli che realizzerebbe la applicazione della forza ad una carico puramente inerziale.

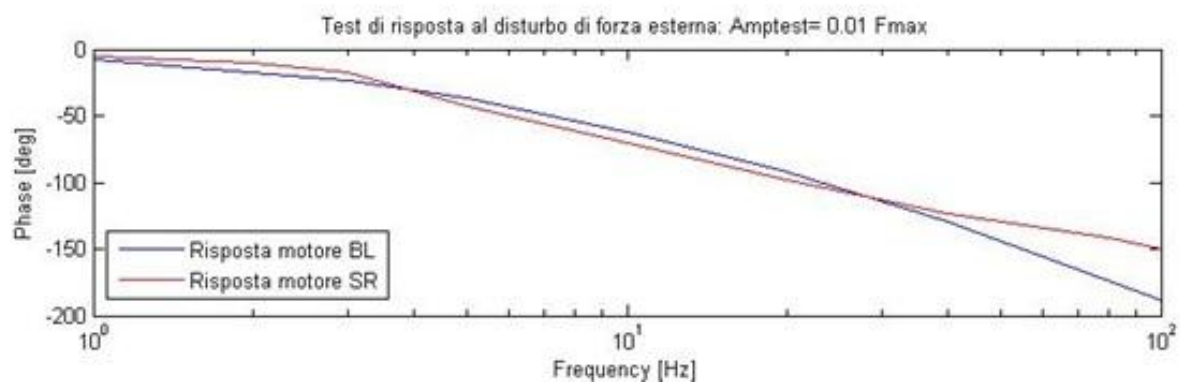


Figura 6-9 Confronto fra le risposte di posizione al disturbo di forza esterna sullo stelo

7 Conclusioni e sviluppi futuri

L'attuatore per comando di volo di velivolo UAV è stato descritto con modelli matematici relativi a due versioni che differiscono nel motore scelto.

La prima fase del lavoro ha permesso di comprendere il funzionamento dei diversi componenti, particolare attenzione è stata rivolta ai motori e alla parte elettronica. Successivamente si sono realizzati modelli matematici tesi alla verifica delle prestazioni in presenza di specifici controllori implementati. Gli obiettivi della sintesi dei controllori sono stati imposti sulla base di tipiche prestazioni per attuatori della stessa classe.

La soluzione tradizionale con motore Brushless risulta avere le prestazioni migliori ma presenta svantaggi per quanto riguarda la affidabilità e la maggiore complessità della architettura di controllo. La versione con motore Switched Reluctance riesce a soddisfare le prestazioni richieste ma mostra una erogazione della coppia più irregolare. Il vantaggio principale connesso alla scelta di un SRM è una maggiore affidabilità.

Aspetti che lo sviluppo del lavoro potrà approfondire sono l'elettronica di controllo dell'attuatore con motore SR e la caratterizzazione del comportamento della vite di manovra. La strategia di controllo utilizzata per pilotare il motore SR qui considerata è infatti la più semplice possibile ed esiste un grande margine di miglioramento della regolarità di funzionamento.

La vite di manovra potrà essere oggetto di modellazione per quanto riguarda i giochi, gli attriti e la rigidità dell'azionamento. Sarebbe inoltre interessante approfondire l'aspetto affidabilistico del sistema con particolare attenzione alla vite a ricircolo.

La ricerca o la progettazione di un motore SR con caratteristiche come quelle richieste in questa applicazione sarebbe certamente utile in vista di una realizzazione della macchina.

8 Appendice A: Transistore ad effetto di campo

Il componente base dell'inverter risulta essere lo switch o transistore che in questo lavoro si considera essere del tipo MOSFET.

Il transistore ad effetto di campo (FET, *Field Effect Transistor*) è un componente a quattro terminali: controllando la tensione applicata ad uno di essi (detto *Gate*) è possibile regolare il flusso di corrente fra altri due morsetti (*Source* e *Drain*). Il quarto attacco collega il corpo del FET al potenziale zero. Questo transistore prende il nome dall'effetto fisico su cui è basato: in particolare il controllo della conduzione avviene tramite l'applicazione di un voltaggio al nodo di controllo. La tecnologia di realizzazione dei FET più utilizzata è chiamata MOS (Metal–Oxide–Semiconductor) da cui il nome di MOSFET.

Il meccanismo di conduzione si basa sulle particolari proprietà del materiale che costituisce il conduttore di corrente o *body* del MOSFET.

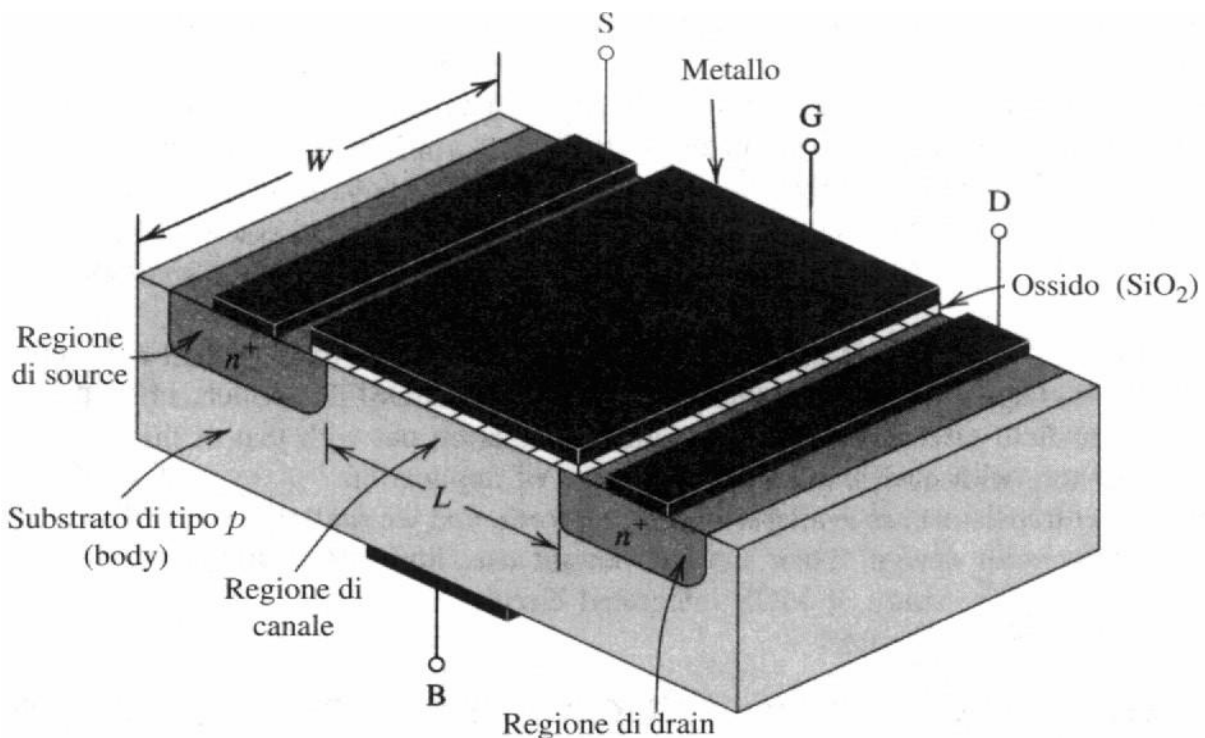


Figura 8-1 Struttura del transistore [20]

Tale body è composto da un semiconduttore (Silicio) che viene opportunamente drogato con elementi per ottenere zone ricche e zone povere di elettroni di conduzione (zone con *Lacune*).

In condizioni di assenza di alimentazione del *Gate*, la conduzione è impedita in quanto il substrato si comporta come un conduttore di elevatissima resistenza fra i morsetti. Quando invece il *Gate*

assume un voltaggio V_{GS} sufficientemente positivo, le lacune dello strato superficiale si allontanano mentre elettroni di conduzione vengono attirati. Si crea quindi un canale di conduzione che deriva dalla creazione di una sorta di condensatore che ha come dielettrico lo strato di biossido di Silicio.

Il meccanismo di conduzione si attiva quando la tensione di comando supera un certo valore positivo detto *voltaggio di soglia* ($V_{GS} = V_t$) che dipende dalle caratteristiche del materiale costituente il *body* e dalla sua geometria. Risulta quindi evidente come la resistenza al flusso di corrente sia influenzata dal voltaggio di comando. Il diagramma $V_{DS} - I_D$ rende conto della dipendenza ora esposta:

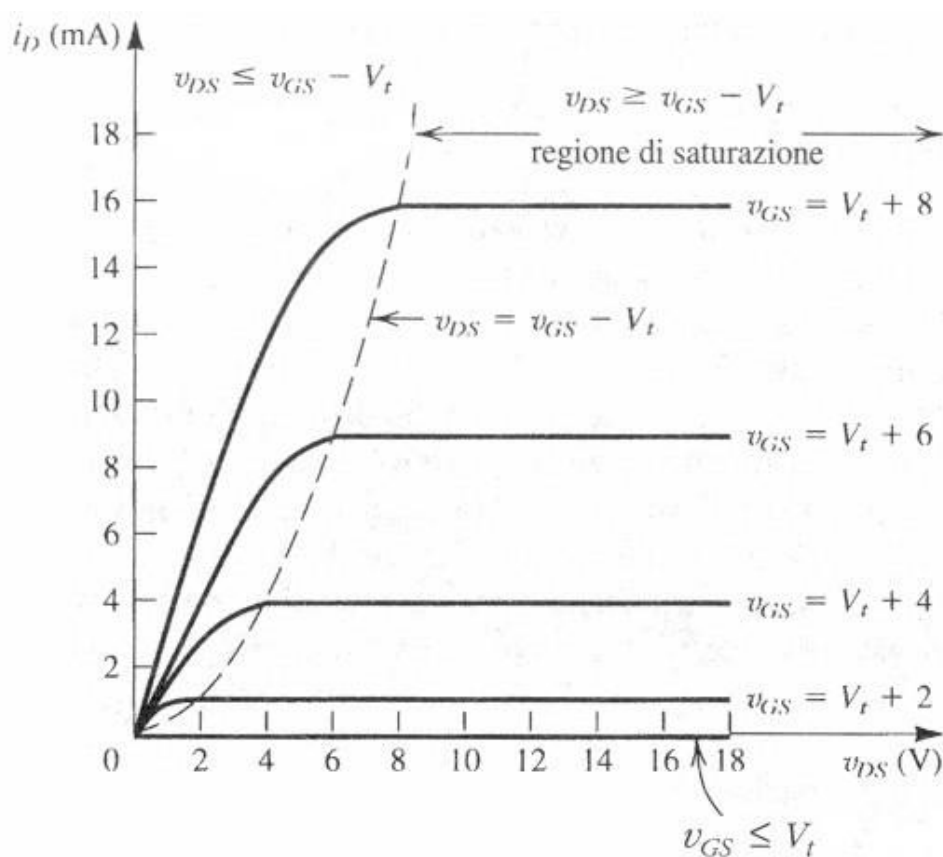


Figura 8-2 Curve V-I per uno switch [20]

Si vede come con il valore di V_{DS} (tensione tra *Source* e *Drain*) fissato, la corrente tra i connettori (I_D) aumenti all'aumentare di V_{GS} in seguito all'allargamento del canale conduttore. Esiste però un fenomeno di saturazione che riguarda il valore di corrente che si può ottenere. Quando V_{DS} cresce infatti si incontra un effetto di riduzione della capacità di condurre in quanto la tensione che si esercita sul substrato viene influenzata sia da V_{GS} che da V_{DS} . Il canale conduttore si trova quindi ad

avere una forma come quella esposta in fig 8-3 in quanto la quota di tensione minima che effettivamente influenza la conduttività rimane :

$$V_{GS}^{efficace} = V_{GS} - V_{DS}$$

Da cui si ottiene il valore di saturazione:

$$V_{DS}^{sat} = V_{GS} - V_t$$

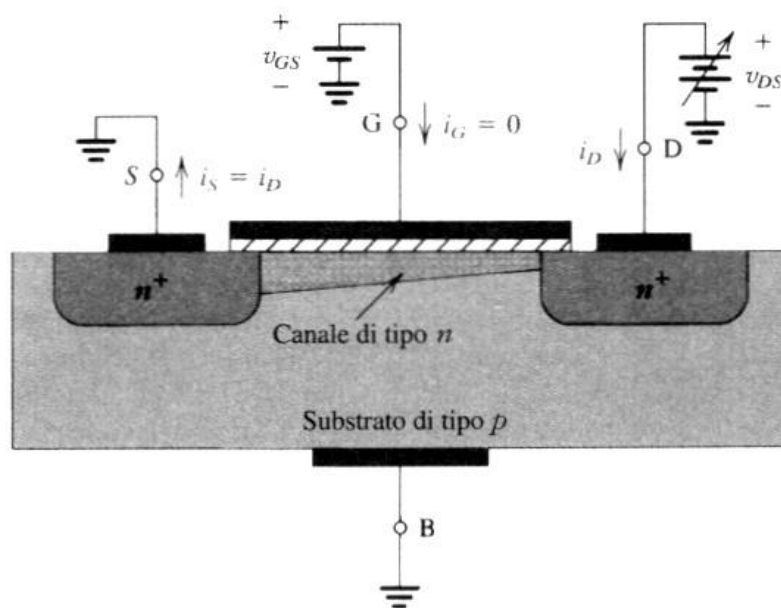


Figura 8-3 Canale di conduzione [19]

In definitiva, il canale si stringe fino ad un punto di strozzamento in cui anche se si aumenta la tensione il passaggio di corrente non aumenta più linearmente, anzi si stabilizza ad un valore di saturazione.

9 Appendice B: Problematiche termiche ed efficienza dell'inverter

9.1 Instabilità termica dei transistori

Il primo componente da analizzare per tenere conto delle problematiche termiche della sezione di elettronica di potenza è il singolo transistor. Per ciascun modello disponibile sul mercato è disponibile un grafico che individua le zone di funzionamento sicuro (curve S.O.A. , *Safe Operation Area*).

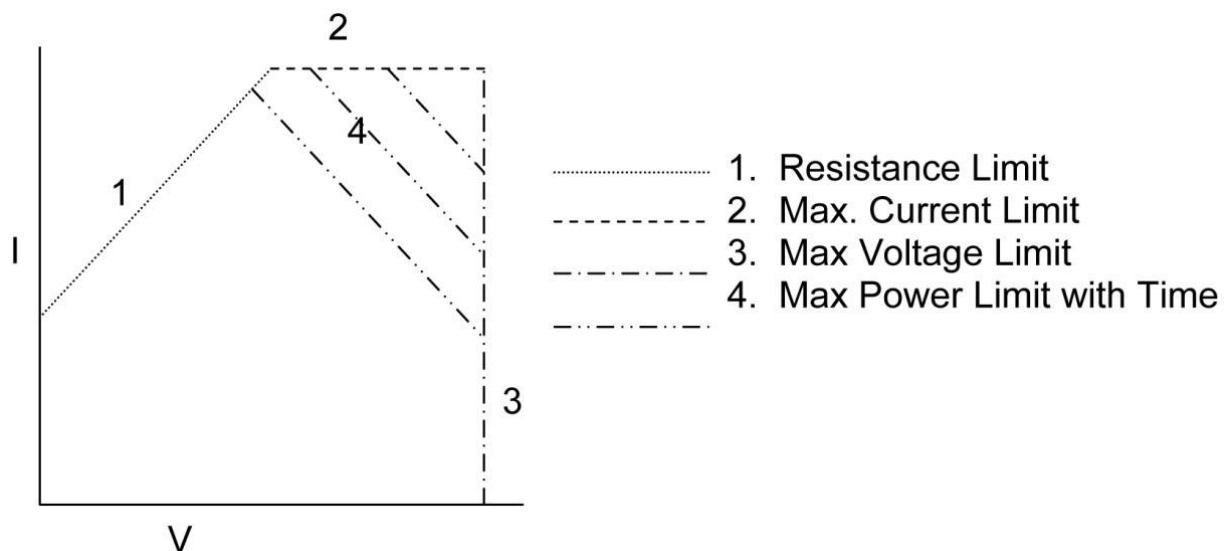


Figura 9-1 Regioni di funzionamento per un transistor [22]

Tale grafico tiene conto di quattro fattori limitanti che sono:

1. La massima resistenza ottenibile.
2. La massima corrente che il componente può sopportare (fusione delle saldature di collegamento).
3. Il valore massimo del voltaggio oltre il quale si ha il danneggiamento del substrato
4. La massima potenza che il componente può trasmettere in condizioni di funzionamento normale dissipando il calore generato, per diverse durate della conduzione; queste curve non tengono delle problematiche di instabilità termica.

Questo tipo di grafici non rende tuttavia conto di una particolare modalità di guasto che si presenta quando il valore di V_{GS} è piccolo (tipicamente ciò avviene nei MOSFET di ultima generazione) mentre il voltaggio V_{DS} è di entità superiore ad una certa soglia. In una situazione di questo tipo infatti si può incontrare un andamento della corrente nel transistor che cresce all'aumentare della temperatura (zona ombreggiata in figura).

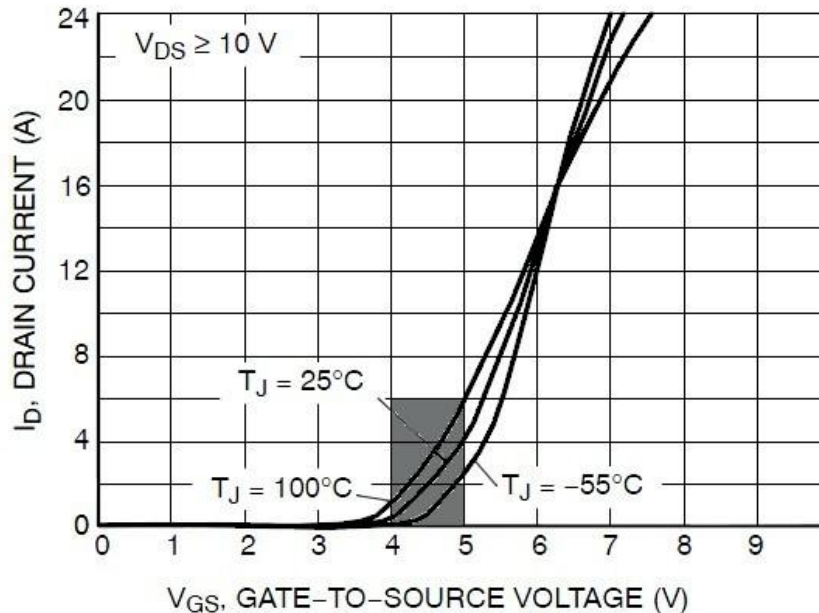


Figura 9-2 Curve V-I al variare della temperatura [23]

Questo è dovuto alla modalità di conduzione che è influenzata dalla concentrazione di portatori di carica: a temperature più alte tale concentrazione aumenta e si ha un aumento di corrente e quindi di temperatura del mezzo. Si trova così che anche in condizioni di lavoro ben all'interno della S.O.A. si può andare incontro a danneggiamento per eccessivo riscaldamento di aree localizzate del transistor. Per individuare le zone critiche di funzionamento è quindi necessario ridurre le zone di operatività del sistema tenendo conto della grandezza:

$$S = K V_{DS} \frac{dI_d}{dt}$$

Dove K è un parametro collegato alla resistenza presente fra i connettori del MOSFET.

Il parametro S deve essere minore di 1 per evitare fenomeni di instabilità termica. Tale criterio tuttavia si basa sull'assunzione di temperatura uniforme sulla superficie del conduttore e quindi non riesce a descrivere il danneggiamento localizzato. Il riscaldamento più severo di alcuni punti dipende dalle disomogeneità presenti nel substrato conduttore. Durante il riscaldamento instabile

del componente le zone più calde saranno quindi le prime a danneggiarsi e renderanno quindi più gravose le condizioni di lavoro nei percorsi di conduzione adiacenti. Questo fenomeno costringe quindi ad adottare degli opportuni margini di sicurezza sul valore del parametro S durante la scelta degli switch.

9.2 Gestione termica dell'unità PWM

Per ostacolare l'insorgenza dei fenomeni di instabilità termica descritti al paragrafo precedente, i gruppi di transistor sono spesso montati su supporti dissipatori in lega d'alluminio, figura 9-4.

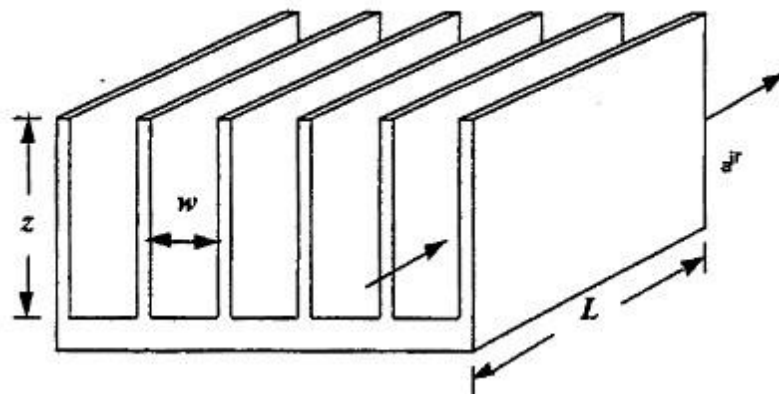


Figura 9-3 Dissipatore di calore [25]

Esigenze di compattezza delle unità di elettronica di potenza impediscono tuttavia in molte situazioni di risolvere il problema con l'aumento delle dimensioni dei dissipatori. Si rendono quindi necessarie misure di protezione che tendano a ridurre la potenza dissipata da ogni transistor quando quest'ultimo raggiunge una temperatura vicina a quella critica.

Le modalità di riduzione della potenza dissipata maggiormente diffuse sono due [25]:

- Riduzione della frequenza di commutazione nella strategia di modulazione.
- Riduzione della corrente in uscita dall'inverter.

Chiaramente la prima strategia comporta una degradazione della tensione in uscita che si traduce in un maggiore contenuto armonico di alta frequenza. La accuratezza del sistema subisce come

conseguenza un peggioramento. Il vantaggio che si ottiene è una minor frequenza delle commutazioni e quindi delle dissipazioni ad esse associate.

Il secondo metodo è invece più drastico e interviene sulla richiesta dell'unità di controllo riducendo il valore della corrente comandata.

L'implementazione di queste misure di protezione comporta una notevole complicazione del sistema.

L'elettronica di controllo deve infatti tenere conto delle leggi che descrivono l'andamento della temperatura negli switch rispetto alla potenza dissipata, per effettuare tempestivamente l'intervento di protezione. Ulteriore complicazione è data dalla dipendenza della potenza dissipata rispetto alla velocità elettrica di esercizio dell'utenza: a bassa velocità ciascuno switch mantiene più a lungo la conduzione ed è quindi in condizioni più gravose a parità di potenza dissipata. È interessante notare [24], come non sia necessaria la presenza di sensori di temperatura che peggiorerebbero le caratteristiche di affidabilità dell'inverter.

9.3 *Efficienza dell'inverter*

In questo paragrafo si espone una analisi semplificata tratta da [27] [28] e [29] dei fattori che influenzano il rendimento dell'inverter. La strategia che si suppone implementata è quella di modulazione seno-triangolo.

Per valutare l'efficienza dell'inverter si considerano due principali tipi di perdite:

- Perdite dovute alla conduzione di corrente in transistori e diodi.
- Perdite dovute alle operazioni di commutazione dei transistori.
- Perdite dovute alle armoniche di corrente indesiderate.

Per analizzare il primo tipo di perdite esposto, si fanno alcune ipotesi semplificative sul comportamento dei componenti utilizzati :

- Le correnti circolanti nell'utenza (ciascuna delle tre fasi) sono perfettamente sinusoidali e sfasate dell'angolo Φ rispetto ai voltaggi applicati.

$$I_L = I_m \sin (wt - \Phi)$$

- Le transizioni fra gli stati possibili dei transistori e dei diodi sono immediate.

-I valori di perdita di potenziale elettrico attraverso i transistori si possono descrivere attraverso l'equazione

$$V_T = V_{T0} + K_T I_T$$

Essa descrive la caduta di voltaggio attraverso i componenti in stato di conduzione come una quota costante più una parte che dipende linearmente dalla corrente trasmessa.

Analogamente per i diodi in stato di conduzione :

$$V_D = V_{D0} + K_D I_D$$

Si introduce quindi una ipotesi che semplifica moltissimo il calcolo della potenza dissipata: la frequenza del segnale portante triangolare deve essere almeno 10 volte più grande della frequenza elettrica. In questo modo gli sviluppi in serie descriventi voltaggi e correnti, si riducono a espressioni semplici.

In definitiva, la potenza media dissipata da un transistore in stato di conduzione si può esprimere con :

$$P_T = \frac{V_{T0} I_m}{2\pi} \left\{ 1 + \frac{\pi}{4} d \cos(\Phi) \right\} + \frac{K_T I_m^2}{2\pi} \left\{ \frac{\pi}{4} + \frac{2d}{3} \cos(\Phi) \right\}$$

dove d è l'indice di modulazione della strategia pwm adottata.

Con le stesse ipotesi si calcola la potenza dissipata nei diodi in conduzione:

$$P_D = \frac{V_{D0} I_m}{2\pi} \left\{ 1 - \frac{\pi}{4} d \cos(\Phi) \right\} + \frac{K_D I_m^2}{2\pi} \left\{ \frac{\pi}{4} - \frac{2d}{3} \cos(\Phi) \right\}$$

Per quanto riguarda le perdite associate alle commutazioni si considera dominante l'effetto delle commutazioni di spegnimento dei transistori.

Durante un ciclo completo l'operazione di spegnimento avviene $p/2$ volte, dove p rappresenta il numero di cicli della portante triangolare per ciclo elettrico. Si può quindi scrivere la relazione che descrive la potenza dissipata dalle commutazioni degli switch :

$$P_{SW} = K_f f_1 I_{rms}^2$$

Dove f_1 è la frequenza della portante, K_f una costante che dipende dal tipo di switch preso in considerazione e I_{rms} è il valore efficace della corrente di fase. È interessante osservare come in casi realistici di calcolo, la potenza dissipata in questa modalità sia di valore simile a quella di conduzione vista in precedenza.

Il terzo meccanismo di inefficienza che interessa il sistema di alimentazione riguarda l'interazione tra le armoniche della corrente di fase e della forza controelettrica (*f.c.e.m.*) del rotore. L'assunzione di andamento sinusoidale delle tre correnti di fase e della densità di flusso magnetico attorno al rotore non si possono infatti pensare come ottime rappresentazioni della realtà. Irregolarità nella disposizione del materiale ferromagnetico sulla superficie del rotore sono sempre presenti ed è evidente come la corrente di fase debba riflettere le discontinuità di voltaggio in uscita dall'inverter.

Scrivendo un bilancio di potenza si evince come i prodotti tra corrente e *f.c.e.m.* siano fonte di irregolarità di coppia:

$$T\omega_m = E_1 I_1 + E_2 I_2 + E_3 I_3$$

T e ω_m sono la coppia e la velocità meccanica del rotore, mentre E_i e I_2 sono voltaggio e corrente di fase.

La descrizione armonica delle quantità coinvolte passa attraverso sviluppi in serie di Fourier che tengono conto di alcune ipotesi, tra esse la più stringente risulta [28]:

- *f.c.e.m.* e corrente hanno semionde simmetriche rispetto all'angolo elettrico

Tale ipotesi si riflette in una espressione della coppia che fa emergere due importanti considerazioni:

- Armoniche di corrente di generico ordine n che trovino la corrispondente armonica di *f.c.e.m.* nulla, non producono effetti sulla coppia media erogata. Tali armoniche hanno tuttavia un valore quadratico medio non nullo e portano quindi una dissipazione di energia.

- Per un dato contenuto armonico della *f.c.e.m.*, si possono annullare le irregolarità di coppia rendendo nulle armoniche multiple di 6 sulla forma della corrente.

L'implementazione di una strategia di controllo che ottenga tale risultato si ottiene con l'utilizzo di tabelle (o *lookup tables*) che contengono valori di corrente ottimali da impartire al motore. Le correnti ideali sono calcolate risolvendo problemi di minimo vincolato tesi a minimizzare le perdite di tipo ohmico. I limiti da tenere in considerazione riguardano diversi parametri di macchina e di impianto come, ad esempio, il valore della tensione di alimentazione. La bontà dell'implementazione realizzata si può aumentare ottimizzando i sensori di corrente e della strategia di controllo che infatti rappresentano campo di ricerca in molte aziende del settore.

10 Appendice C: Parametri di simulazione

```

***** Parametri per modello motore brushless:
***** Caso: riduzione=10, passo vite=5mm *****

% (1) MOOG Motion Technology - Motore BN17-25AA02 (24V)
% (2) SKF Ball Screw Catalogue
% (3) LenzeGerit - Riduttori Serie AF - Riduttore AF-042-010
% (4) Analog devices-Wide Bandwidth LVDT/RVDT Input

%Leverismo di attuazione
Js=1.2; % Inerzia della superficie di controllo [Kg*m^2]
bs=0.06; % Braccio di leva (attacco attuatore-superficie) [m]
deltamax=30*pi/180;

%Carichi da specifica
C_nom=300; % Coppia nominale sulla sup. di controllo [Nm]
C_max=450; % Coppia massima sulla sup. di controllo [Nm]
V0=1.05; % Velocità di attuazione richiesta a vuoto [rad/s]
V1=0.79; % Velocità di attuazione richiesta sotto carico nominale [rad/s]
Tpeak = 1.0522; % Peak torque Moog [Nm] {1}
L= 0.00061; % Induttanza [H] {1}
R= 0.55; % Resistenza [Ohm] {1}
Jr=38.1e-07; % Inerzia del rotore [kg*m^2] {1}
Kt=0.024; % Costante di coppia [Nm/Amp] {1}
P=2; % Coppie polari del rotore {1}
Im_max_moog = Tpeak/Kt; % Corrente massima motore Moog [A]
wm_max_moog=24/Kt; % No load speed motore Moog [rad/s]
Immax=35; % Corrente massima [A]
Vs=28; % Tensione di alimentazione [V]
T_PWM=10^-4; % Periodo del segnale portante del PWM [s]
f_PWM=1/T_PWM; % Frequenza del segnale portante del PWM [s]

% Vite di manovra
p_vite=0.005; % Passo vite [m] {2}
l_screw=p_vite/(2*pi); % Lead vite [m]
J_screw=624*10^-7; % Inerzia vite [kg*m^2] {2}
m_nut=1.2; % Massa chiocciola [kg] {2}
xmax=bs*deltamax;

% Gearbox
Tau_gear=10; % Rapporto trasmissione gearbox [] {3}
Jgear=30e-07; % Inerzia gearbox [kg*m^2] {3}

Lambda_m=Kt/P*sqrt(2/3); % Flusso legato ai magneti permanenti [Wb]
wmmax=Vs/Kt; % No load speed [rad/s]
Tau_tot=Tau_gear*bs/l_screw;% Rapporto trasmissione totale []
Jtot= Jr+Jgear+J_screw/(Tau_gear^2)+m_nut*(l_screw/Tau_gear)^2+Js/Tau_tot^2;

%Carichi sul motore
Tm_nom=C_nom/Tau_tot; % Coppia nominale al rotore [Nm]
Tm_max=C_max/Tau_tot; % Coppia massima al rotore [Nm]
Batt_v=0.05*Tm_max/wmmax; % Coefficiente di attrito viscoso [Nm*sec/rad]
Tatt_c=0.01*Tm_max; % Coppia di attrito coulombiano [Nm]

%Parametri relativi ai loop di controllo
bw_x_req=7*2*pi; % Banda passante richiesta sulla risposta di posizione [rad/s]
bw_v_req=70*2*pi; % Banda passante richiesta sulla risposta di velocità [rad/s]
bw_i_req=700*2*pi; % Banda passante richiesta sulla risposta di corrente [rad/s]

Kx=bw_x_req*Tau_gear/l_screw; % Guadagno del controllo di posizione (stimato)
Kv=bw_v_req*Jtot/Kt; % Guadagno del controllo di velocità (stimato)
Ki=L*bw_i_req-R; % Guadagno del controllo di corrente (stimato)
pcs=2*pi*2000; % Polo sensore corrente
pthetas=2*pi*4000; % Polo encoder
pxs=2*pi*100; % Polo sensore posizione {4}
pdummy=500*2*pi; % Polo del derivatore del segnale angolare dell'encoder

```

```

**** File con i dati per macchina SR ****
**** e variabili utili nel seguito ****

n_s= 6; % Poli statore
n_r= 4; % Poli rotore
p= 3; % Numero di fasi
beta_s= 30*pi/180; % Ampiezza espansione statorica
beta_r= 45*pi/180; % Ampiezza espansione rotorica
teta_x=(pi/n_r)-((beta_r + beta_s)/2); % Angolo di inizio del tratto crescente del profilo di induttanza
teta_y=(pi/n_r)-((beta_r - beta_s)/2); % Primo valore angolare per cui la induttanza è massima
teta_z=(beta_r-beta_s)/2; % Semiampiezza del tratto ad induttanza costante del profilo
teta_w=(pi/n_r)+teta_z; % Fine tratto L=l_max
teta_xy= (2*pi/n_r)-teta_x; % Fine tratto con pendenza decrescente

teta_on_pos= teta_x; % Angolo di inizio alimentazione
teta_off_pos= teta_y; % Angolo di fine alimentazione positiva
teta_q_pos= teta_y+teta_z; % Angolo di fine alimentazione negativa

teta_on_neg=teta_w;
teta_off_neg=teta_xy;
teta_q_neg=teta_xy+teta_z;
teta_in=0*(pi/180); % Posizione iniziale rotore

**** Dati relativi al motore Brushless

Tpeak_moog = 1.0522; % Peak torque [Nm] {2}
L_moog= 6.1e-4; % Induttanza [H] {2}
R_moog= 0.55; % Resistenza [Ohm] {2}
Jr_moog=38.1e-07; % Inerzia del rotore [kg*m^2] {2}
Kt=0.024; % Costante di coppia [Nm/Amp] {2}
wm_max_moog=28/Kt; % No load speed motore Moog [rad/s]

****Dati relativi al motore SR

Vs= 28; % Tensione di alimentazione [V]
R=R_moog; % Res. di fase [Ohm] {2}
Jr=Jr_moog; % Inerzia rotore [kg/m^2] {2}
Rdoff=10^3; % Resistenza del diodo nello stato di bloccaggio [Ohm]
Rdon=10^-5; % Resistenza del diodo nello stato di passaggio [Ohm]
idon=1e-5; % Corrente di attivazione del diodo [A]
l_min=L_moog/5; % Valore minimo dell'induttanza di fase [H]
Immax=35; % Corrente massima [A]
T_PWM=10^-4; % Periodo del segnale portante della strategia PWM [s]
f_PWM=1/T_PWM;
wmmax=wm_max_moog;

a_up=2*Kt/Immax; % Pendenza del tratto crescente del profilo di induttanza in analogia con Kt
a_down=-a_up ; % Pendenza del tratto decrescente del profilo di induttanza

teta=[0:0.01:1]*2*pi/n_r;
for i=1:length(teta)
    if ((teta(i) >= 0) && (teta(i) < teta_x))
        L(i)=l_min; % tratto a L=cost
    elseif ((teta(i) > teta_x) && (teta(i) <= teta_y))
        % tratto L crescente
        L(i)=[a_up*(teta(i)-teta_x)]+l_min;
    elseif ((teta(i) > teta_y) && (teta(i) <= teta_w))
        L(i)=l_min+(a_up*(teta_y-teta_x));
    elseif ((teta(i) > teta_w) && (teta(i) <= teta_xy))
        L(i)=[a_down*(teta(i)-teta_w)]+ l_min+(a_up*(teta_y-teta_x));
    else % (teta > teta_xy)
        L(i)=l_min;
    end
end

%Profilo della derivata dell'induttanza al variare dell'angolo rotorico
dLoverdteta=diff(L)./diff(teta);
dLoverdteta=[dLoverdteta(1) dLoverdteta];

```

11 Bibliografia

- [1] Dassault Falcon, *Focus N°3 The electric aircraft*, Luglio 2011.
- [2] *Flight Control Actuation Technology for Next- Generation All-Electric Aircraft*, Stephen L. Botten, Chris R. Whitley, and Andrew D. King. *TRW Aeronautical Systems*
- [3] *Electrically Driven General Systems for UAV's*, Fokke Mentjes. *EADS Deutschland GmbH Defence & Security Military Air Systems*.
- [4] *Analysis of Electric Machinery and Drive Systems* , Paul C. Krause, Oleg Wasynczuk, Scott D. Sudhoff. IEEE Press Series on Power Engineering
- [5] *Brushless & Brush motors, Drive Electronics, Gearheads & Encoders, Resolvers, Synchros*. MOOG Motion Technology catalogue
- [6] *Switched Reluctance Motor*, Jin-Woo Ahn; Kyung Sung University of Korea
- [7] *Simulation of a 6/4 Switched Reluctance Motor Based on Matlab/Simulink Environment*, F. Soares, P. J. Costa Branco; IEEE Transactions On Aerospace And Electronic Systems Vol. 37, No. 3 July 2001
- [8] *Viti a ricircolo di sfere*. Catalogo SKF
- [9] *Position and Speed Control of Brushless DC Motors Using Sensorless Techniques and Application Trend*; José Carlos Gamazo-Real , Ernesto Vázquez-Sánchez , Jaime Gómez-Gil. Department of Signal Theory, Communications and Telematic Engineering. University of Valladolid
- [10] *A.T.T.I. Articolo su Encoder Incrementali*
- [11] *Sensorless Brushless DC Motor Drive Based on the Zero-Crossing Detection of Back Electromotive Force (EMF) From the Line Voltage Difference*; P. Damodharan and Krishna Vasudevan, IEEE TRANSACTIONS ON ENERGY CONVERSION, VOL. 25, NO. 3, SEPTEMBER 2010

- [12] *Torque Ripple Reduction of Switched Reluctance Motors by Phase Current Optimal Profiling*. D.S. schramm, B.W. Williams, T.C. Green; Department of Electrical and Electronic Engineering Heriot-Watt university Edinburgh EH1 2HT, Scotland, U.K.
- [13] *Instantaneous Torque Control of Electric Motor Drives*. Marija Ilic-Spong, Timothy J. E. Miller, Stephen R. Macminn, Member, James S. Thorp; IEEE Transactions On Power Electronics Vol. Pe-2, No. 1.
- [14] *Performance Optimization in Switched Reluctance Motor Drives With Online Commutation Angle Control*. Christos Mademlis, Associate Member, IEEE, and Iordanis Kioskeridis; IEEE Transactions On Energy Conversion, Vol. 18, No. 3, September 2003
- [15] *Determination and Evaluation of UAV Safety Objectives*. Reece Clothier, Rodney Walker. Australian Research Centre for Aerospace Automation, Queensland University of Technology
- [16] *Unmanned Aircraft Systems Roadmap 2005-2030*. Office of the Secretary of defense, US Department of Defense, 2005 .
- [17] *Safety-critical design of electromechanical actuation systems in commercial aircraft*. J.W. Bennett B.C. Mecrow D.J. Atkinson G.J. Atkinson. Department of Electrical, Electronic and Computer Engineering, Newcastle University, Newcastle
- [18] *Fault Tolerant Linear Electromechanical Actuator*. United States Patent 5214972
- [19] *Motion Technology Catalog*, MOOG inc.
- [20] *Transistore ad effetto di campo (MOSFET)* , Prof. Maurizio Valle, A.A. 2006 – 2007
- [21] *Analytical Model For Thermal Instability Of Low Voltage Power Mos And S.O.A. In Pulse Operation*, P. Spirito, G. Breglio , V. d'Alessandro, N. Rinaldi .
- [22] *Power MOSFET Thermal Instability Operation Characterization Support* , NASA/TM-2010-216684.

- [23] *Thermal Stability of MOSFETs* , Alan Ball. AND8199 Semiconductor Components Industries, LLC, 2005
- [24] *Thermal Instability of LowVoltage Power-MOSFET's*, Alfio Consoli, Fellow, Francesco Gennaro, Antonio Testa, Giuseppe Consentino, Ferruccio Frisina, Romeo Letor, Angelo Magrì. IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL. 15, NO. 3, MAY 2000
- [25] *On Line Thermal Model and Thermal Management Strategy of a Three Phase Voltage Source Inverter*. Vladimir Blasko, Rich Lukaszewski and Ray Sladky; IEEE Press
- [26] *Thermal Design of High Power Semiconductor Packages for Aircraft Electronics Systems*. Farhad Sarvar and David C. Whalley; Department of Manufacturing Engineering Loughborough University
- [27] *Analysis of on-state losses in pwm inverters*. L.K. Mestha, P.D. Evans. IEEE Proceedings vol. 136 July 1989
- [28] *Optimization of losses in PWM inverters*. L.K. Mestha, P.D. Evans. IEEE Proceedings vol. 137 July 1989
- [29] *Minimum Torque Ripple, Maximum Efficiency Excitation of Brushless Permanent Magnet Motors*. Duane C. Hanselman, IEEE Transactions on Industrial Electronics vol. 41 June 1994